

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DU DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
ADEL OMAR DAHMANE

MÉTHODE DE DÉTECTION À USAGERS MULTIPLES POUR LES SYSTÈMES DE
COMMUNICATION DS-CDMA

OCTOBRE 2004

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

Résumé

Les systèmes sans fil de la troisième génération sont basés sur l'accès multiple à répartition de code à séquences directes (DS-CDMA - *Direct-Sequence Code Division Multiple Access*). Dans ce système d'accès, tous les usagers partagent les ressources en temps et en fréquences. Ils ne sont séparés qu'en utilisant des codes pseudo aléatoires (signatures). Ces codes doivent être orthogonaux pour distinguer les usagers et permettre ainsi au filtre apparié (MF - *Matched Filter*) de reconstituer l'information de l'utilisateur désiré. Cependant, le caractère à trajets multiples (*multipath*) et variant dans le temps du canal de transmission détruit la quasi-orthogonalité des signatures entre les usagers et donne naissance aux interférences à accès multiple (MAI - *Multiple Access Interference*) et aux interférences inter symboles (ISI - *Inter Symbol Interference*).

L'objectif principal de ce travail de recherche est la proposition d'une classe d'algorithmes de détection à usagers multiples (MUD – *MultiUser Detection*) pour les récepteurs DS-CDMA en vue d'une intégration en technologie VLSI. Les performances de ces récepteurs devront répondre aux exigences de la 3G en terme de capacité du système (nombre d'utilisateurs) pour disposer d'un récepteur capable d'éliminer les MAI et les ISI.

La contribution algorithmique consiste essentiellement au développement d'une méthode de détection MUD basée sur une structure en cascade de filtres adaptatifs. La classe d'algorithmes proposée inclut :

- une version linéaire adaptative basée sur le principe de la minimisation de l'erreur quadratique entre la sortie des filtres et la donnée désirée et
- proposition d'une adaptation des paramètres des filtres en cascade basée sur une technique directe et indirecte sans passer par l'inverse de matrices.

D'autres versions possibles sont également présentées incluant une version autodidacte (blind) utilisable en absence de données d'adaptation ne nécessitant pas l'estimation des paramètres du canal, une version non linéaire basée sur les réseaux de neurones pour corriger les effets non linéaires des amplificateurs dans des cas particuliers de transmission cellulaires (Satellite) et adaptation des filtres en présence de la diversité spatiale par l'emploi de plusieurs antennes à la réception.

La méthode proposée améliore la qualité de réception des systèmes DS-CDMA par rapport à d'autres techniques connues basées sur le MPIC (*Multistage Parallel Interference Cancellation*) pour une complexité de mise en œuvre en technologie VLSI moins élevée. Le souci de développer un récepteur MUD tout en maintenant un bas niveau de complexité constitue l'élément clef de la méthodologie utilisée tout au long de cette thèse. Cette même méthodologie a permis la publication de 3 articles de conférences, la soumission de 3 articles de journaux et le dépôt de deux brevets.

La preuve de concept par simulation dans une plate-forme renfermant les principaux éléments de la couche physique telle que décrite dans le standard régissant la troisième génération des systèmes cellulaires est faite. Les résultats de simulation démontrent la capacité de la méthode proposée à éliminer les interférences MAI et ISI. Les résultats de

simulation de la proposition démontrent une meilleure robustesse au niveau du bruit en comparaison avec une version du MPIC présentant un ordre de complexité de calcul équivalent. Dans la pratique, cette amélioration se traduit par une augmentation de la couverture et/ou de la capacité d'une station de base. En utilisant une version du MPIC beaucoup plus complexe que la proposition, les performances de cette version sont meilleures en connaissance idéale des paramètres du canal (gains et délais). Par contre, dans un cas plus réaliste, en présence d'un estimateur de canal, la technique proposée sous sa forme linéaire la plus simple présente de meilleures performances quelle que soit la version du MPIC utilisée. La technique proposée permet de réduire le niveau signal sur bruit (SNR – *Signal to Noise Ratio*) pour une qualité e service donnée, de 1dB par rapport à la version la plus complexe du MPIC et de plus de 3dB par rapport à la version la moins complexe. Ceci permet à une station de base de la 3G d'augmenter sa couverture de plus de 50%. Ainsi, la méthode de détection MUD proposée est moins sensible à la qualité d'estimation du canal que le MPIC. Ceci démontre la pertinence de la proposition et constitue une base pour la continuation de la recherche concernant l'implantation en technologie d'intégration à très grande échelle.

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier le professeur Daniel Massicotte, directeur de thèse, du département de génie électrique et génie informatique de l'Université du Québec à Trois-Rivières, pour sa confiance, son soutien constant tout au long des travaux de thèse et sa disponibilité. Son jugement et ses connaissances m'ont permis d'acquérir des qualités inestimables en recherche. Je le remercie pour le travail sans cesse pour procurer aux membres de l'équipe du Laboratoire des Signaux et Systèmes Intégrés ainsi qu'aux membres de la société de recherche Axiocom des conditions de travail excellentes.

Un grand merci au professeur Leszek Szczcinski, co-directeur de thèse, de l'Institut National de la Recherche Scientifique en télécommunications pour les nombreuses discussions très enrichissantes et ses critiques très constructives.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance aux professeure Sonia Aïssa, de l'Institut National de la Recherche Scientifique en télécommunications, Dr. Charles Despins président de Prompt-Québec, professeur Fathallah Nouboud du département de mathématiques et informatique de l'université du Québec à Trois-Rivières, professeur Pierre Sicard du département de génie électrique et génie informatique de l'Université du Québec à Trois-Rivières qui, avec le professeur Daniel Massicotte, ont accepté d'évaluer ce travail et de faire partie du jury.

J'aimerais remercier de tout mon cœur ma conjointe Marie-Hélène Bourbeau ainsi que les enfants Etienne et Camille. Ils n'ont cessé de me supporter et de m'encourager. Plus spécialement, à la fin de ce travail qui a demandé de leur part un très grand sacrifice. Merci.

Merci aussi à mes parents qui m'ont offert toutes les chances qu'ils leurs étaient possibles de me donner afin de réussir ce travail. Ils ont cru en moi et à mes chances d'accomplir mon rêve.

Je dédie aussi ce travail à mes parents, mes frères (Mansour et Anes) et sœurs (Nabila et Yamina) et ma nièce adorée Lynn; sans oublier mes amis d'Algérie : Madani et Nadjib.

Je tiens à remercier très vivement mes coéquipiers du Laboratoire de signaux et systèmes intégrés de l'Université du Québec à Trois-Rivières ainsi qu'à tous les membres d'Axiocom. Leur gentillesse et leur patience étaient exemplaires.

J'aimerais exprimer toute ma sympathie au corps professoral du département de Génie Électrique de l'Université du Québec à Trois-Rivières ainsi qu'à notre administrateur du réseau, Guy Boisclair.

Enfin, je désire exprimer ma gratitude envers les organismes qui m'ont supporté financièrement lors de mes études de doctorat, soit le CRSNG, les fonds FCAR, La société de recherche Axiocom ainsi que le soutien financier continu de M. Daniel Massicotte démontrant un encouragement et une confiance très appréciés.

Table des Matières

RÉSUMÉ.....	I
REMERCIEMENTS	IV
TABLE DES MATIÈRES	VI
TABLE DES ILLUSTRATIONS.....	XI
LISTE DES TABLEAUX.....	XVI
LISTE DES ACRONYMES.....	XVIII
LISTE DES SYMBOLES	XXIII
AVANT-PROPOS.....	XXVII
1 INTRODUCTION.....	1
1.1 PROBLÉMATIQUE	5
1.2 OBJECTIFS.....	10
1.3 MÉTHODOLOGIE.....	11
1.4 ORGANISATION DE LA THÈSE	13
2 SYSTÈME DS-CDMA.....	17

2.1 CARACTÉRISTIQUES DES SYSTÈMES CDMA.....	17
2.2 MODÉLISATION DU SYSTÈME DS-CDMA	20
2.3 MODÉLISATION DU CANAL	25
2.4 RÉCEPTEURS DS-CDMA	28
2.4.1 Récepteur Rake.....	29
2.4.2 Récepteur ZF.....	33
2.4.3 Récepteur MMSE	34
2.4.4 Récepteurs PIC.....	38
2.4.5 Récepteurs SIC.....	43
2.4.6 Récepteurs TDMA appliqués au DS-CDMA.....	46
2.5 CONCLUSION.....	49
3 MÉTHODE DE DÉTECTION À USAGERS MULTIPLES PROPOSÉE	51
3.1 STRUCTURE GÉNÉRALE	52
3.2 STRUCTURE LINÉAIRE ADAPTATIVE	54
3.2.1 Adaptation de la signature.....	54
3.2.2 Adaptation du bloc de détection.....	56
3.3 STRUCTURE AUTODIDACTE	57
3.3 STRUCTURES NON LINÉAIRE	57
3.4 STRUCTURE D'ADAPTATION MIXTE	59
3.5 AUTRES STRUCTURES DE LA MÉTHODE PROPOSÉE.....	62
3.5.1 Structure non linéaire	62
3.5.2 Structure avec égaliseur.....	64

3.5.3 Structure à bloc détection à étages multiples	64
3.6 STRUCTURES FRACTIONNAIRES	64
3.7 CONCLUSION.....	70
4 COUCHE PHYSIQUE DU WCDMA - FDD.....	73
4.1 DESCRIPTION DES CANAUX DE L'UTRA-FDD	74
4.1.1 Les canaux logiques	74
4.1.2 Les canaux de transport.....	75
3.2.1 Adaptation de la signature.....	75
4.1.3 Les canaux physiques	78
4.2 CONTRÔLE DE PUISSANCE	80
4.2.1 Contrôle de puissance en boucle ouverte.....	82
4.2.2 Contrôle de puissance en boucle fermée.....	83
3.2.1 Adaptation de la signature.....	83
4.3 PLATE-FORME DE SIMULATION MONARK©	83
4.3.1 Insertion de bits de CRC	85
4.3.2 Concaténation et segmentation	86
4.3.3 Codage canal	87
4.3.4 Premier entrelaceur	89
4.3.5 Adaptation de débit	91
4.3.6 Deuxième entrelaceur	92
4.4 ÉTALEMENT ET MODULATION DES CANAUX DÉDIÉS	93
4.4.1 DPCCCH	93

4.4.2 Étalement par codes de canalisation	96
4.4.3 Code d'embrouillage.....	97
4.4.4 Modulation	101
4.5 CANAUX DE MESURE DE LA 3GPP	103
4.5.1 Canal de voix à 12.2 kbps	104
4.5.2 Canal de données à 64 kbps.....	105
4.5.3 Canal de données à 144 kbps.....	106
4.5.4 Canal de données à 384 kbps.....	107
4.6 CONCLUSION.....	108
5. SYNTHÈSE DES RÉSULTATS.....	109
5.1 ÉTUDES PRÉLIMINAIRES	111
5.2 PERFORMANCES DU RÉCEPTEUR CONVENTIONNEL RAKE	112
5.3 PERFORMANCES DES RÉCEPTEURS MUD	122
5.3.1 Performances des techniques MMSE.....	123
5.3.2 Performances des techniques IC.....	127
5.3.3 Performances du Mixte-FC-MUD	132
5.4 COMPLEXITÉ DE MISE EN ŒUVRE DES TECHNIQUES MUD	137
5.4.1 Le parallélisme et ses contraintes	137
5.4.2 Phase d'adaptation	139
5.4.3 Phase de détection.....	140
5.4.4 Exemple de rapports de complexité	142
5.5 PREUVE DE CONCEPT PAR SIMULATION	149

5.6 APPLICATION PRATIQUE	158
5.7 CONCLUSION.....	159
6 CONCLUSION GÉNÉRALE	161
6.1 SYNTHÈSE DES TRAVAUX DE RECHERCHE	161
6.2 CONTRIBUTION ALGORITHMIQUE	165
6.3 CONTRIBUTION MÉTHODOLOGIQUE.....	167
6.4 PERSPECTIVES DE DÉVELOPPEMENTS FUTURS	169
BIBLIOGRAPHIE.....	173
ANNEXE A : COMPLÉMENT À L'ÉTUDE DE LA COMPLEXITÉ	185
ANNEXE B : EFFETS D'ANNULATION DU CANAL DPCCH.....	191

Table des illustrations

Figure 1.1 Le concept du cellulaire.....	2
Figure 1.2 Structure de la thèse.....	14
Figure 2.1 Classification des systèmes CDMA.	18
Figure 2.2 Modèle en bande de base d'un système DS-CDMA.	20
Figure 2.3 Caractéristiques des canaux à trajets multiples.	26
Figure 2.4 Structure du récepteur Rake de l'utilisateur k	31
Figure 2.5 Structure du ZF.....	34
Figure 2.6 Structures du MMSE a) post-combinatoire et b) pré-combinatoire.	35
Figure 2.7 Récepteur MPIC au niveau chip (a) et description d'un étage PIC (b).	39
Figure 2.8 Récepteur MPIC au niveau bit (a) et description d'un étage PIC (b).	40
Figure 2.9 Récepteur DF-MPIC au niveau bit.	44
Figure 2.10 Structure du MSIC au niveau chip.....	45
Figure 2.11 Structure d'un égaliseur TDMA appliqué au DS-CDMA.	47
Figure 3.1 Méthode FC-MUD proposée.....	53
Figure 3.2 Structure linéaire du bloc Signature de l'utilisateur k	54
Figure 3.3 Structure linéaire du bloc Détection de l'utilisateur k	57
Figure 3.4 Structure <i>blind</i> de FC-MUD de l'utilisateur k	58
Figure 3.5 Structure mixte du FC-MUD de l'utilisateur k	60
Figure 3.6 Description du bloc régénérateur du signal.	62
Figure 3.7 Schéma du réseau de neurone proposé.	63

Figure 3.8 Structure avec égaliseur a) avec bloc signature, b) absence du bloc signature. .	65
Figure 3.9 Principe de la diversité d'antenne à la réception de la BTS pour un Rake.....	67
Figure 3.10 Principe de la diversité d'antenne à la réception de la BTS pour un Rake.....	68
Figure 3.11 Combinaison de la diversité au niveau des blocs Détections.	69
Figure 3.12 Combinaison de la diversité à la sortie des blocs Signatures.	69
Figure 3.13 Combinaison de la diversité au niveau des blocs Signatures.	70
Figure 4.1 Diagramme bloc du simulateur Monark©.	85
Figure 4.2 schémas des encodeurs convolutionnels utilisés avec différents taux a) 1/2 et b) 1/3.	88
Figure 4.3 Codage turbo a) encodeur et b) décodeur.	90
Figure 4.4 Exemple des traitements dans le premier entrelaceur.....	92
Figure 4.5 Étalement de spectre et modulation des canaux physiques dédiés.	95
Figure 4.6 Structures des canaux physiques DPDCH et DPCCH de la voie montante.	95
Figure 4.7 Structure en arbre des codes OVSF.	97
Figure 4.8 Processus d'embrouillage complexe appliqué en émission.....	99
Figure 4.9 Générateur des séquences d'embrouillage longues sur la voie montante.....	99
Figure 4.10 Générateur des séquences d'embrouillage courtes sur la voie montante.	101
Figure 4.11 Éléments de codage pour les canaux de transport pour un service de voix 12.2 kbps.....	105
Figure 4.12 Éléments de codage pour les canaux de transport pour un service de 64 kbps.	106
Figure 4.13 Éléments de codage pour les canaux de transport pour un service de 144 kbps.	107

Figure 4.14 Éléments de codage pour les canaux de transport pour un service de 384 kbps.	108
Figure 5.1 Performances du récepteur Rake dans un canal AWGN a) synchrone et b) asynchrone, pour $N_c=31$	115
Figure 5.2 Performances du récepteur Rake dans un canal $L=6$ a) synchrone et b) asynchrone, pour $N_c=31$	116
Figure 5.3 Performances du récepteur Rake dans différents canaux de communication, $N_c=31$ et un BER de a) 10% et b) 5%.	118
Figure 5.4 Performances du récepteur Rake dans différents canaux de communication, $N_c=31$ et un BER=1%.	119
Figure 5.5 Performances des récepteurs à base du MMSE pour des canaux asynchrones, un BER=10% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$	124
Figure 5.6 Performances des récepteurs à base du MMSE pour des canaux asynchrones, un BER=5% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$	125
Figure 5.7 Performances des récepteurs à base du MMSE pour des canaux asynchrones, un BER=1% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$	126
Figure 5.8 Performances des récepteurs IC pour des canaux asynchrones, un BER=10% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$	128
Figure 5.9 Performances des récepteurs IC pour des canaux asynchrones, un BER=5% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$	129
Figure 5.10 Performances des récepteurs IC pour des canaux asynchrones, un BER=1% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$	130

Figure 5.11 Comparaison des performances pour des canaux asynchrones, un BER=10% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$.	133
Figure 5.12 Comparaison des performances pour des canaux asynchrones, un BER=5% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$.	134
Figure 5.13 Comparaison des performances pour des canaux asynchrones, un BER=1% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$.	135
Figure 5.14 Complexité de mise en œuvre des récepteurs DS-CDMA pour un débit de 64kb/s a) 3km/h, et b) 50km/h pour un temps de traitement de 40ms.	147
Figure 5.15 Complexité de mise en œuvre des récepteurs DS-CDMA pour un débit de 384kb/s a) 3km/h, et b) 50km/h.	148
Figure 5.16 Performances des récepteurs avant décodage dans la plate-forme Monark© face à un canal de type VA à 3km/h a) 64kb/s et $K=15$, et b) 384kb/s et $K=6$.	151
Figure 5.17 Performances des récepteurs après décodage dans la plate-forme Monark© face à un canal de type VA à 3km/h a) 64kb/s et $K=15$, et b) 384kb/s et $K=6$.	152
Figure 5.18 Performances des récepteurs en terme du BLER dans la plate-forme Monark© face à un canal de type VA à 3km/h a) 64kb/s et $K=15$, et b) 384kb/s et $K=6$.	153
Figure 5.19 Capacité des récepteurs MUD pour une vitesse de transmission de 64kb/s : a) BLER=10% et b) BLER=1%.	155
Figure 5.20 Capacité des récepteurs MUD pour une vitesse de transmission de 384kb/s : a) BLER=10% et b) BLER=1%.	156

Figure 5.21 Influence de la qualité d'estimation du canal pour un service de 64kb/s et BER=5%, (EP – Estimateur parfait et Corr - Corrélateur) pour l'estimation du canal.....	157
Figure 5.22 Performances des détecteurs a) image d'origine, b) Rake (BLER=40%), c) Soft-MPIC (BLER=30%) et d) Mixte-FC (BLER=10%) pour un taux de transmission de 384kb/s, $SNR=8dB$ et $K=6$	159

Liste des tableaux

Tableau 4.1	Ordre de permutation des colonnes dans le premier entrelaceur	91
Tableau 4.2	Modèle du canal à trajets multiples Dedans-Dehors (IO : <i>Indoor-Outdoor</i>)	103
Tableau 4.3	Modèle du canal à trajets multiples Vehicular	103
Tableau 4.4	Caractéristiques des canaux de mesure de la 3GPP	104
Tableau 4.5	Paramètres des canaux physiques pour un service de 12.2 kb/s	104
Tableau 4.6	Paramètres des canaux de transport pour un service de 12.2 kbps	104
Tableau 4.7	Paramètres des canaux physiques pour un service de 64 kb/s	105
Tableau 4.8	Paramètres des canaux de transport pour un service de 64 kbps	105
Tableau 4.9	Paramètres des canaux physiques pour un service de 144 kbps	106
Tableau 4.10	Paramètres des canaux de transport pour un service de 144 kbps	106
Tableau 4.11	Paramètres des canaux physiques pour un service de 384 kbps	107
Tableau 4.12	Paramètres des canaux de transport pour un service de 144 kbps	107
Tableau 5.1	Performances du récepteur Rake en fonction du type de codes pseudo aléatoires avec $N_c=32$	121
Tableau 5.2	Complexité de calcul de la phase adaptation des MUD.....	140
Tableau 5.3	Complexité de calcul de la phase détection des MUD.....	141

Tableau 5.4 Rapports de complexité entre le Soft-MPIC et le FC-MUD $N_{Canal} = 30 + N_c$;

$$N_{Adapt} = 100nSF ; nSF = 256/N_c ; N_f = 2N_c \text{ et } N_{Detect} = 3K, M=5, L=6. \dots 144$$

Tableau 5.5 Rapports de complexité entre le FC-MUD et le Rake $N_{Canal} = 30 + N_c$;

$$N_{Adapt} = 100nSF ; nSF = 256/N_c ; N_f = 2N_c \text{ et } N_{Detect} = 3K, M=5, L=6. \dots 145$$

Liste des acronymes

3G	: Troisième génération des systèmes cellulaires
3GPP	: Third Generation Partner Project
AICH	: Acquisition Indicator CHannel
AP	: Access Preamble
AP-AICH	: Access Preamble – Acquisition
AS-DSP	: Application Specific – Digital Signal Processor
ASIC	: Application Specific Integrated Circuit
AWGN	: Additive White Gaussien Noise
BCCH	: Broadcast Control CHannel
BCH	: Broadcast CHannel
BER	: Bit Error Rate
BLER	: BLock Error Rate
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
BTS	: Base Transceiver Station
CCCH	: Common Control CHannel
CD/CA-ICH	: Collision Detection/ Channel Assignment – Indicator CHannel
CDMA	: Code Division Multiple Access
CD-P	: Collision Detection – Preamble
CPCH	: Common Packet CHannel
CRC	: Cyclic Redundancy Check

CTCH	: Common Traffic CHannel
DCCH	: Dedicated Control CHannel
DCH	: Dedicated CHannel
DD	: Decision Directed
DF	: Decision Feedback
DFNN	: Decision Feedback Neural Network
DPCCCH	: Dedicated Physical Control CHannel
DPDCH	: Dedicated Physical Data CHannel
DS-CDMA	: Direct Sequence – Code Division Multiple Access
DSCH	: Downlink Shared CHannel
DSP	: Digital Signal Processor
DTCH	: Dedicated Traffic CHannel
FACH	: Forward Access CHannel
FBI	: FeedBack Indicator
FC-MUD	: Filtre en Cascade – Multi-User Detector
FDD	: Frequency Division Duplex
FDMA	: Frequency Division Multiple Access
FEC	: Forward Error Correction
FH	: Frequency Hopping
FIR	: Finite Impulse Response
FM	: Frequency Modulation
FPGA	: Field Programmable Gate Array
G-Rake	: Generalized – Rake
GSM	: Global System for Mobile communications

Hard-DF-MPIC : MPIC à retour de décision en utilisant une décision dure

Hard-MPIC : MPIC en utilisant une décision dure

IO : Indoor Outdoor

IS-95 : Interim Standard – 95

ISI : Inter Symbol Interference

ISR : Interference Subspace Rejection

ITGE : Intégration à Très Grande Échelle

LMS : Least Mean Square

LS : Least Square

MAC : Medium Access Control

MAI : Multiple Access Interference

MAP : Maximum A Posteriori

MF : Matched Filter

MLSD : Maximum Likelihood Sequence Detection

MMSE : Minimum Mean Square Error

MOE : Minimum Output Energy

MPIC : Multistage Parallel Interference Cancellation

MRC : Maximum Ratio Combiner

MSIC : Multistage Successive Interference Cancellation

MUD : Multi-User Detector

NLMS : Normalized least Mean Square

NN : Neural Network

OVSF : Orthogonal Variable Spreading Factor

PCCH : Paging Control Channel

PCCH	: Parallel Concatenated Convolutional Code
PCH	: Paging CHannel
PC-P	: Power Control – Preamble
PCPCH	: Physical Common Packet CHannel
PIC	: Parallel Interference Cancellation
PM	: Phase Modulation
PN	: Pseudo Noise
PRACH	: Physical Random Access CHannel
QoS	: Quality Of Service
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
RACH	: Random Access CHannel
RLS	: Recursive Least Square
RMS	: Root Mean Square
RRC	: Radio Resource Control ou Root Raised Cosine
SC	: Scrambling Code
SF	: Spreading Factor
SIC	: Successive Interference Cancellation
SIR	: Signal to Interference Ratio
SISO	: Soft Input Soft Output
SNR	: Signal to Noise Ration
Soft-DF-MPIC	: MPIC à retour de décision en utilisant une décision douce
Soft-MPIC	: MPIC en utilisant une décision douce
SRRC	: Square Root Raised Cosine
SSMA	: Spread Spectrum Multiple Access

TB	: Transport Bloc
TBS	: Transport Bloc Set
TDD	: Time Division Duplex
TDMA	: Time Division Multiple Access
TFC	: Transport Format Combination
TFCI	: Transport Format Combination Indicator
TFCS	: Transport Format Combination Set
TFS	: Transport Format Set
TH	: Time Hopping
TI	: Texas Instruments
TPC	: Transmit Power Control
TTI	: Transmission Time Interval
UE	: User Equipment
UMTS	: Universal Mobile Telecommunication System
UTRA	: Universal Terrestrial Radio Access
V	: Vehicular
VLSI	: Very Large Scale Integration
WCDMA	: Wideband Code Division Multiple Access
ZF	: Zero Forcing

Liste des symboles

\mathbf{A}	: Matrice des amplitudes des usagers
A_k	: Amplitude reçue de l'utilisateur k
B_i	: Bande d'information
B_t	: Bande de transmission
\mathbf{b}	: Vecteur des symboles transmis
$b_k^{(n)}$: $n^{ème}$ symbole transmis de l'utilisateur k
\mathbb{C}	: Nombre complexe
C_1	: Code de canalisation (OVSF)
C_2	: Code d'embrouillage (scrambling)
C_{long}	: Code d'embrouillage de type long de période 38400 chips
C_{short}	: Code d'embrouillage de type court de période 256 chips
D	: Paramètre donnant une information sur les ISI
e^{sign}	: Erreur d'apprentissage du bloc signature du FC-MUD
e^{Det}	: Erreur d'apprentissage du bloc détection du FC-MUD
f_d	: Fréquence Doppler
f_{max}	: Fréquence Doppler Maximum
G_p	: Gain de traitement
$g_{CRC_}$: Polynôme de générateur pour le CRC

H	: Matrice des canaux de communication
$h_k^{(n)}(t)$: Réponse impulsionnelle du canal pour un usager k à un instant n
$h_{k,l}^{(n)}$: Gain complexe du trajet l de l'utilisateur k à l'instant n
i, j	: Opérateurs complexes ($i^2 = j^2 = -1$)
I/Q	: Voie réelle/imaginaire pour le transport des données
K	: Nombre d'utilisateurs
k	: Indice représentant le $k^{ème}$ utilisateur
L	: Nombre de trajets maximum de tous les utilisateurs
L_k	: Nombre de trajets multiples pour un utilisateur k
m	: Indice relatif au chips (bribes)
M_{DF}	: Dimension du filtre feedback du bloc signature du FC-MUD
n	: Indice relatif aux données transmises
N_f	: Dimension du filtre feedforward du bloc signature du FC-MUD
N_{DF}	: Dimension du filtre feedback du bloc détection du FC-MUD
N_c	: Longueur de la séquence pseudo – aléatoire
P	: Paramètre de sur – échantillonnage
\mathbb{R}	: Nombre réel
R	: Dimension du filtre feedforward du bloc détection du FC-MUD
\mathbf{R}	: Matrice d'intercorrélation des codes d'étalement
$\tilde{\mathbf{r}}$: Vecteur d'échantillons du signal reçu
$\tilde{r}(t)$: Enveloppe complexe du signal reçu
r^{Adapt}	: Signal d'adaptation des paramètres des versions MUD mixtes
R_c	: Débit chip

\mathbf{S}	: Matrice de codes d'étalement
$s_k^{(n)}(t)$: Signature en temps continu de l'utilisateur k
$s_{k,m}^{(n)}$: Signature en temps discret de l'utilisateur k
$\text{sgn}(\bullet)$: Fonction signe
T	: Période du symbole
T_c	: Période d'un chip (ou une bribe)
T_m	: Délais d'étalement maximum
T_s	: Période d'échantillonnage
T_{RMS}	: Valeur efficace de la dispersion des délais
$\hat{\mathbf{v}}$: Poids estimés du filtre feedforward du bloc détection du FC-MUD
$\hat{\mathbf{v}}_{\text{DF}}$: Poids estimés de la rétroaction appliquée au bloc détection du FC-MUD
$\hat{\mathbf{w}}$: Poids estimés du filtre feedforward du bloc signature du FC-MUD
$\mathbf{W}_{[x]}$: Poids optimaux du récepteur x
$\hat{\mathbf{W}}_{[x]}$: Poids estimés du récepteur x
$\hat{\mathbf{w}}_{\text{DF}}$: Poids estimés de la rétroaction appliqués au bloc signature du FC-MUD
$\mathbf{y}_{[x]}$: Sortie d'un récepteur x avant saturation
Z	: Taille maximale d'une séquence à encoder
$\eta(t)$: Bruit blanc gaussien additif
α	: Facteur de roll-off pour la formation d'impulsions
σ^2	: Densité spectrale du bruit $\eta(t)$
$\delta(t)$: Impulsion de Dirac

λ	: Longueur d'onde du signal transmis
$\tau_{k,l}$: Délai de propagation du trajet l de l'utilisateur k
η	: Vecteur d'échantillons du bruit blanc gaussien
θ	: Angle du signal reçu par le mobile relatif à sa direction de déplacement
δ	: Delta de Kronecker
Ψ	: Matrice renfermant les interférences de type MAI
$\psi(t)$: Filtre de formation d'impulsions
π	: Constante égale à 3.14
ν	: Amplitude de la vitesse relative entre le mobile et la station de base
Ξ	: Ensemble de l'alphabet que peut admettre les symboles transmis
\otimes	: Produit de Kronecker
\cup	: Symbole d'union
\sum	: Symbole de la somme
\in	: Symbole d'appartenance
$(\bullet)^H$: Hermitien (conjugué transposé)
$(\bullet)^*$: Conjugué

Avant-propos

L'étude des techniques de réception pour les systèmes avec et sans fil est effectuée au laboratoire des Signaux et Systèmes Intégrés (LSSI) à l'université du Québec à Trois-Rivières. Afin d'arriver avec des solutions novatrices et répondant à des besoins pratiques, les travaux de recherche effectués font partie d'un transfert technologique à la Société de recherche Axiocom inc. une entreprise "spin off" de l'UQTR. En termes de réalisation concrète de partenariats et d'alliances stratégiques, Axiocom engendre une synergie dans le processus de formation de chercheurs possédant une expertise unique et enviable tout en demeurant en région de Trois-Rivières suite à leur formation.

En plus, grâce à l'interaction entre Axiocom et l'industrie, plusieurs aspects pratiques se sont rajoutés pour donner aux travaux développés dans cette thèse une nouvelle dimension et des bases de comparaison beaucoup plus solides. Étant donné l'aspect novateur et par soucis de protection de la propriété intellectuelle, la société de recherche Axiocom a déposé des brevets dont deux qui se basent sur le travail de cette thèse.

Il est important de situer l'encadrement de travail du laboratoire des signaux et systèmes intégrés qui a aidé au développement de cette thèse. L'équipe de recherche du laboratoire se compose de cinq étudiants au doctorat dont M. Messaoud Ahmed Ouameur qui travaille sur les problèmes algorithmiques de l'estimation des paramètres du canal et du

principe Turbo, M. Qhoc-Thai Ho qui travaille sur l'élaboration d'une librairie de base pour l'intégration sur FPGA et ASIC des techniques MUD, M. Mohammed El-Namky qui travaille sur la mise en œuvre des techniques Turbo, M. Mohamed Zebdi qui travaille sur l'implantation mixte (analogique – numérique) des récepteurs DS-CDMA et M. Adel Omar Dahmane qui travaille sur la proposition d'une méthode MUD pour les systèmes cellulaires 3G tout en assurant une faisabilité de mise en œuvre. Trois étudiants à la maîtrise participent à la modélisation et la mise en œuvre en technologie VLSI de diverses méthodes pour l'annulation des interférences : M. Hugues Paquin, M. François Nougrou et M. Simon Boucher.

Il ne faut pas oublier les travaux effectués antérieurement qui ont aidé à l'avancement de l'étude algorithmique et la prise en charge dès le départ des contraintes de mise en œuvre en technologie VLSI lors de la conception de la méthode d'annulation des interférences pour les systèmes de 3G. Parmi ces réalisations, les travaux de maîtrise de M. Martin Vidal sur les contraintes VLSI pour la mise en œuvre d'un égaliseur à base des réseaux de neurones pour les systèmes cellulaires de deuxième génération ; de Messaoud Ahmed Ouameur sur la caractérisation des canaux de communication sans fil et de Adel Omar Dahmane sur une étude comparative algorithmique et architecturale d'un ensemble d'égaliseurs dont le résultat fut la proposition et l'intégration en technologie VLSI d'une technique nouvelle pour les systèmes fractionnaires.

Chapitre 1

Introduction

La théorie de la transmission de l'information a connu un formidable essor depuis que les travaux de Shannon (1948) ont démontré la possibilité théorique d'une transmission fiable. Elle fait appel à de nombreuses disciplines : codage source, codage canal, égalisation et, plus généralement, à ce qu'il est convenu d'appeler la théorie de l'information. Deux grandes classes de techniques permettent d'assurer la fiabilité d'une transmission : le codage canal, qui vise à coder le message émis de telle sorte que le récepteur soit à même de corriger la plupart des erreurs de transmission; et l'égalisation, dont l'objectif est d'exploiter au mieux la bande passante (*bandwidth*) du médium (canal de transmission) en présence d'interférences diverses [BRE01]. La croissance des communications sans fil, avec la venue de nouvelles applications et services, a augmenté la demande pour un contrôle efficace des largeurs de bandes allouées aux schémas d'accès multiple.

Le concept du cellulaire a été proposé par *Bell Systems* durant la fin des années 1940. Contrairement au modèle précédent, qui utilisait un transmetteur à grande puissance, le

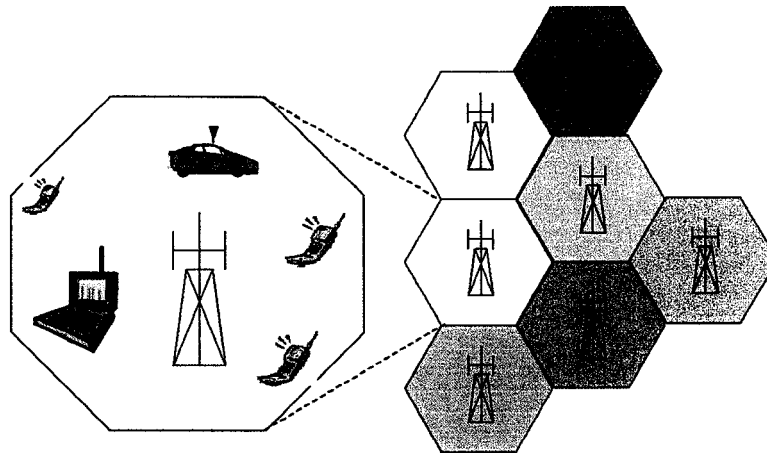


Figure 1.1 Le concept du cellulaire.

nouveau utilise plusieurs transmetteurs. Ces derniers sont à faible puissance et servent de petites zones appelées cellules, comme le montre la figure 1.1. Dans la littérature, les cellules sont hexagonales pour couvrir toute la géographie. Les caractéristiques d'un tel système sont [PET95]:

- Un mobile communique avec la station de base de la cellule où il se trouve.
- La réutilisation de la fréquence d'une cellule à l'autre est possible due à la faible puissance d'émission de la station de base.
- Le concept du *handoff* permet à un mobile de passer d'une cellule à une autre sans interruption de service.
- Pour augmenter le nombre d'utilisateurs, il suffit de subdiviser une cellule et créer des stations de base avec des émetteurs de moindre puissance.

La communication de l'unité mobile (usager) vers la station de base (BTS : *Base Transceiver Station*) est appelée liaison montante (*Uplink*) ou encore liaison inverse (*Reverse link*) ; alors que la communication de la BTS vers les usagers est appelée liaison

descendante (*Downlink*) ou encore liaison directe (*Forward link*). Dans le cas d'une allocation de deux bandes de fréquences distinctes pour les deux liens montant et descendant, on parlera d'une communication FDD (*Frequency Division Duplex*) ; dans le cas contraire, TDD (*Time Division Duplex*).

Plusieurs techniques peuvent être utilisées pour séparer les usagers d'une même cellule dont : l'accès multiple à répartition de fréquence (FDMA : *Frequency Division multiple Access*), l'accès multiple à répartition dans le temps (TDMA : *Time Division Multiple Access*) et l'accès multiple à répartition de code (CDMA : *Code Division Multiple Access*).

La première génération de systèmes cellulaires est basée sur un système analogique de type FDMA. Le concept du cellulaire promettait une capacité illimitée à travers la division des cellules. Cependant, l'industrie a rencontré des limites pratiques lorsque la popularité des cellulaires a explosé dans les années 1990 [PET95]. En utilisant des cellules de plus en plus petites, il est devenu extrêmement difficile et onéreux de placer des stations de base aux meilleurs emplacements. De plus, l'utilité de la première génération en Europe diminuait due aux standards incompatibles. En effet, un mobile ne pouvait pas utiliser le même téléphone cellulaire dans différents pays. Ces limitations ont motivé le développement de la deuxième génération pour améliorer la capacité et la compatibilité.

Le choix d'une technologie analogique ou numérique fût un principe fondamental et probablement une décision irréversible qui a défini les systèmes cellulaires de la deuxième génération. Les comités de standardisation pour les systèmes cellulaires de deuxième génération ont opté pour des systèmes numériques. L'un des aspects les plus attrayants pour

les techniques de transmission numérique est la robustesse dans les environnements à haute interférence et leur potentiel de capacité plus grand que l'analogique. Alors que tous les systèmes de deuxième génération utilisent le TDMA (dont le fameux GSM : *Global System for Mobile Communications*), les Etats-Unis expérimentent le système CDMA (IS-95). Les systèmes CDMA, malgré toutes ses promesses théoriques en terme de qualité et capacité [PET95], n'ont pas pu s'imposer à cause des difficultés rencontrées dans la pratique. En effet, pour le transport de la voix, les systèmes TDMA et CDMA produisent les mêmes performances avec une mise en œuvre plus simple pour les premiers. Cependant, avec une clientèle de plus en plus exigeante en terme de transport de données, l'avènement de l'Internet sur les cellulaires et la sécurité et fiabilité de la transmission, les systèmes cellulaires doivent assurer des vitesses de transmission allant jusqu'à 2Mbit/s. Ceci a poussé les comités de standardisation à définir une nouvelle génération pour les cellulaires.

Le débat fut intense avec la fin de la deuxième génération. L'emploi des cellulaires était partagé entre l'accès TDMA et l'accès CDMA. Le premier, mené par le plus grand regroupement au monde des systèmes cellulaires GSM était justifié par la maîtrise de la technologie, la simplicité et faibles coûts de développement en comparaison avec le CDMA mené par Qualcomm Inc [HOL01]. Le débat a été tranché en faveur d'un système CDMA qui offre théoriquement une meilleure capacité et vitesse de transmission s'il est bien conçu [HOL01].

1.1 Problématique

Les besoins naissants pour des services à hauts débits de données et une meilleure efficacité spectrale sont les moteurs de la troisième génération pour les systèmes cellulaires (3G). L'accès CDMA à large bande (WCDMA - *Wideband CDMA*) s'est affirmé comme la solution à adopter pour la 3G en utilisant la séquence directe : DS-SS-SS (Direct-Sequence Spread Spectrum). Dans un système DS-SS, chaque usager a une séquence de code unique pour coder le signal porteur d'information. Le bit information est constitué ainsi d'un nombre de bribes (*chips*) [VER98]. Ces bribes sont les éléments binaires modulés et transmis à travers le lien RF (Radio Fréquence). La réception d'un maximum de bribes correctes permet la reconstitution de la donnée transmise. En effet, en connaissant le code de l'usager, le récepteur peut décoder le signal et extraire l'information en utilisant un filtre apparié à cette signature (MF - *Matched Filter* ou *Spreading Code Matched Filter*).

Le domaine de recherche pour la 3G est très vaste et touche plusieurs aspects. Nous pouvons trouver les propositions de l'interface air pour la 3G [PRA98], [3GPP]; les antennes intelligentes [LEH99][CHR00][KIM00], boucles de phase et de code [HUA98], modélisation et estimation des paramètres du canal de communication [CHA01], techniques de détection à usagers multiples pour la liaison montante (techniques centralisées)[VER98][CHE01][LAT00][OJA97], techniques de détection simple usager pour les liaisons descendantes (techniques décentralisées) [VER98][MIL95][KRO00], les codages de canal [HAG96], [ZHA00], [TIN00], la combinaison de deux ou des trois derniers domaines [WAN99], et bien d'autres. Dans cette thèse, nous nous intéressons aux différentes techniques de détection à usagers multiples (MUD – *Multiuser Detectors*)

conçues pour améliorer les performances des récepteurs des stations de base (liaison montante ou *uplink*) pour les systèmes DS-CDMA en vue de la 3G.

Dans un canal de communication sans fil, le signal transmis subit des atténuations et des réflexions sur des obstacles tels que des bâtiments, des montagnes, etc. Le récepteur reçoit ainsi plusieurs copies du signal avec différents retards et amplitudes [PET95]. Il est bien connu que le récepteur Rake a été la solution des systèmes DS-CDMA de IS-95 [PET95] grâce à l'utilisation d'une combinaison de diversité (information redondante créée par les trajets multiples) en appliquant un filtre apparié à chaque trajet du canal [VER98]. Cependant, le canal de communication détruit la quasi-orthogonalité entre les codes d'étalement des différents usagers accentuant la présence des interférences entre usagers (MAI – *Multiple Access Interference*) [GHA00], [JUN00], [LAT00], [LEO99]. Ce type d'interférence est le plus important dans les communications DS-CDMA. De plus, le canal peut introduire des éblouissements (*Near/Far problem*) [KLE96] à cause des évanouissements; et des interférences inter symboles (ISI : *Inter Symbol Interference*) causées par les hauts débits de transmission des données et les délais du canal [MIL95]. Ces effets du canal dégradent les performances du récepteur Rake et la capacité du système, indépendamment du rapport signal sur bruit (SNR : *Signal to Noise Ratio*). Ceci est dû au fait que le récepteur Rake ne tient pas compte, dans la reconstitution du signal d'un usager donné, des interférences issues des autres usagers [VER98].

Les MAI, même si elles sont considérées comme du bruit blanc additif Gaussien (AWGN : *Additive White Gaussian Noise*), proviennent des signaux reçus des différents usagers. Elles sont structurées et peuvent être prises en considération dans le récepteur.

Cette observation a conduit Verdù à analyser les détecteurs à usagers multiples optimaux pour les systèmes de communication à étalement de spectre. Verdù fut capable de montrer que la limitation dans la capacité est due aux récepteurs Rake et non aux systèmes DS-CDMA [VER98]. Les récepteurs MUD optimaux peuvent utiliser la détection maximum *a posteriori* (MAP – *Maximum a posteriori*) ou la détection à maximum de vraisemblance (MLSD – *Maximum Likelihood Sequence Detection*) [VER98]. Ainsi, les techniques similaires à celles utilisées pour les canaux TDMA avec interférences inter-symboles [DAH00] peuvent être utilisées pour combattre les MAI. L'un des inconvénients de ces méthodes dites optimales (MLSD et MAP) pour la détection MUD est le niveau élevé de la complexité arithmétique. Cette dernière croît d'une façon exponentielle avec le nombre d'usagers et les ISI. De ce fait, elles sont difficiles à mettre en œuvre dans la pratique pour la conception et la réalisation des récepteurs WCDMA. Cependant, des techniques sous-optimales peuvent être appliquées et qui font l'objet de ce travail. Les techniques MUD considérées peuvent être directes ou indirectes. Les méthodes indirectes nécessitent la connaissance des paramètres du canal pour la détection et sont donc sensibles à la qualité de l'estimateur du canal. De l'autre côté, les méthodes directes estiment les paramètres de leur technique directement et sont donc sensibles à la vitesse de convergence de ces paramètres. Parmi ces techniques, nous retrouvons le MMSE (*Minimum Mean Square Error*) [KLE96], le ZF (*Zero Forcing*) [KLE96], MPIC [RAS98] [DAM01] et MSIC (*Multistage Parallel Interference Cancellation* et *Multistage Successive Interference Cancellation*) ainsi que d'autres techniques basées sur le principe de projection nommé ISR (*Interference Subspace Rejection*) [AFF02].

Les inconvénients majeurs associés aux techniques MMSE et ZF sont l'inversion des matrices et la nécessité d'une bonne estimation du niveau de bruit dans le cas du MMSE [BUZ01][DAH02c]. En ce qui concerne les méthodes d'annulation des interférences, sachant que d'une manière générale, et spécifiquement pour la 3G, le contrôle de puissance est effectué régulièrement [3GPP], le MPIC demeure le candidat de choix en comparaison avec le MSIC. En effet, le premier permet à tous les usagers de bénéficier de la soustraction des interférences alors que dans le cas du deuxième, seul l'utilisateur ayant la plus faible puissance bénéficie d'une tentative d'annulation des interférences provenant des autres usagers [HWA02a][YAO99][JOH98][HUI98]. Les performances du PIC sont étroitement liées à sa structure [HUA02][AND01][DON00] et aux performances du récepteur Rake qui le précède [VER98].

En ce qui a trait au ISR, les résultats de simulations réalisés dans [AFF02] démontrent des performances en comparaison avec le PIC dans des conditions de simulation qui restent loin de la pratique. En effet, seuls des gains pour des vitesses du mobile de 250km/h et avec éblouissement assez important (absence de contrôle de puissance) ont été observés. De plus, pour atteindre une amélioration réelle, l'auteur a considéré une version à retour de décision pour le ISR et une version Hard-MPIC sans retour de décision alors que les performances obtenues par un Soft-MPIC avec rétroaction sont de loin supérieures à celles du Hard-MPIC [BUE99][RAS03].

Dans les propositions de techniques MUD dans la littérature, l'application aux systèmes de 3G est difficile, voire impossible. En effet, certains articles proposent des techniques MUD indirectes avec des pilotes pour l'estimation du canal qui sont multiplexés dans le

temps [RAJ01d]. D'autres se basent sur des techniques adaptatives linéaires [MIL95][MAN97] [WOO99] ou non linéaires à base des réseaux de neurones [CAN99]) ; des structures non disponibles dans la proposition du standard [3GPP]. De plus, la périodicité des codes pseudo-aléatoires utilisés pour séparer les usagers est supérieure à un. Ceci introduit la notion des codes courts et des codes longs tels qu'expliqués dans [CHA01]. La majorité des algorithmes MUD proposés dans la littérature doivent être adaptés pour accepter une telle structure induisant ainsi une augmentation significative de la complexité arithmétique et de mise en œuvre.

Un autre aspect de la problématique concerne les difficultés de mise en pratique en technologie VLSI (*Very Large Scale Integration*), incluant les DSP (*Digital Signal processor*) [WAL99], FPGA (*Field Programmable Gate Array*) et ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*) [RAJ01] des algorithmes de détection aux récepteurs. La proposition d'algorithmes de réception des systèmes DS-CDMA doit prendre en compte les contraintes d'intégration en technologie VLSI afin de faciliter l'atteinte des critères d'intégrations (ex : vitesse et consommation, puissance électrique, etc) [RAJ01]. Les propositions faites reposent sur des générations de DSPs qui ne sont pas disponibles (AS-DSP – *Application Specific Digital Signal Processor*) ou sur des implantations ASIC d'une version modifiée de la technique Hard-MPIC (*Partial PIC*, voir section 2.4.4 pour plus de détails)[RAJ01] dont les performances dans un milieu réel tel que la 3G ne sont pas concluantes [DAH04c]. De plus, le système DS-CDMA considéré ne cadre pas avec les exigences de la 3G. En effet, la complexité mathématique traitée est beaucoup plus faible

que celle qu'exige la même technique mais appliquée à la 3G à cause de la périodicité des codes pseudo-aléatoires [3GPP].

1.2 Objectifs

L'objectif principal de ce travail de recherche est la proposition d'une classe d'algorithmes de détection à usagers multiples pour les récepteurs DS-CDMA. Les performances de ces récepteurs devront répondre aux exigences de la 3G en terme de capacité du système (nombre d'usagers) pour disposer d'un récepteur capable d'éliminer les MAI et les ISI.

Cet objectif peut être décomposé en sous-objectifs :

- Étude comparative des techniques MUD montrant le meilleur potentiel de compromis performance et complexité de mise en œuvre en technologie VLSI ;
- la proposition d'une classe d'algorithmes, pour les récepteurs DS-CDMA applicables dans la pratique, permettant un gain important en performance ;
- permettre aux algorithmes proposés d'être génériques et ainsi applicables aux générations actuelles et futures des systèmes à étalement de code CDMA ;
- vérification de la performance de la classe d'algorithmes proposée dans un système d'envergure tel que la 3G (WCDMA-FDD) ; et

- analyse de la complexité arithmétique et de mise en œuvre en technologie VLSI de la méthode proposée et comparaison avec les techniques existantes pour une mise en pratique dans un système 3G.

D'un point de vue général, l'originalité du projet de recherche réside dans le développement d'algorithmes pour les récepteurs DS-CDMA appliqués aux systèmes cellulaires de 3G pour répondre aux besoins de cette génération en terme de performances et de capacité. Les principales contributions se feront au niveau des techniques de correction pour les stations de base. Le but serait d'atteindre les performances désirées avec une structure algorithmique propice à une mise en œuvre en technologie VLSI. De plus, l'incorporation de ces algorithmes dans un simulateur de la couche physique du système de communication respectant les standards de la 3G est visée. La littérature ne comprend aucun exemple de récepteur capable de satisfaire les exigences fixées par les standards de la 3G et dont la mise en œuvre soit possible. De ce fait, l'utilisation de tels récepteurs dans les applications industrielles est encore quasi inexistante principalement due au niveau trop élevé de la complexité des propositions disponibles.

1.3 Méthodologie

La recherche bibliographique ayant permis de cerner précisément la problématique, les grands axes de travail ont été définis afin de permettre l'aboutissement des travaux de recherche. Ces axes concernent la détection à usagers multiples pour les systèmes DS-CDMA de la 3G des systèmes cellulaires. De cette recherche bibliographique, nous tirons

les articles et volumes de référence permettant de justifier la contribution scientifique du travail de recherche proposé.

Dans une première étape de développement, un modèle simplifié de la communication DS-CDMA est considéré. Les hypothèses simplificatrices sont justifiées par la nécessité d'offrir un environnement adapté pour analyser les performances de toutes les techniques MUD sous leur forme optimale sans favoriser une technique par rapport à une autre. Un des éléments clef à la réussite d'une bonne étude comparative des techniques MUD est la modélisation des canaux de communication pour assurer un environnement proche de la réalité et ainsi avoir un aperçu sur les performances des MUD dans un environnement pratique. Une fois le modèle général posé, une étude comparative des différentes techniques MUD disponibles dans la littérature, dont la mise en œuvre est possible, sera effectuée. Les techniques utilisées seront comparées en terme de performance et de complexité.

L'étape suivante du développement consiste à proposer une méthode de détection MUD performante à faible complexité tenant compte des avantages et inconvénients issus de l'étude comparative. Des variantes de cette méthode seront proposées pour permettre un fonctionnement dans des systèmes fractionnaires. Il est impératif aussi d'adapter la structure aux contraintes de la norme 3G. Une preuve de concept algorithmique doit être faite sur une plate-forme respectant le standard 3GPP pour les communications WCDMA-FDD. La plate-forme doit inclure toute la chaîne de transmission y compris le codage canal, l'entrelacement, la modulation, la démodulation, la détection, le dé-entrelacement et le décodage. Les performances dans un tel système seront comparées par rapport au meilleur candidat issu de l'étude comparative. Un exemple d'application pour la transmission

d'image (représentant un service de données) dans cette chaîne de transmission validera la preuve de concept de la classe d'algorithmes proposée.

La dernière étape de validation de la proposition doit établir la complexité de la classe d'algorithme et de la technique MUD issue de l'étude comparative. Cette étude de complexité doit tenir compte de la technologie cible vers laquelle l'algorithme sera implémenté. En effet, l'implantation d'un algorithme dans un DSP diffère de beaucoup de celle dans un FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Les deux dernières varient aussi par rapport à une implémentation dans un ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*).

1.4 Organisation de la thèse

Afin de faciliter la compréhension de cette thèse, une représentation schématique de sa structure est proposée à la figure 1.2.

En premier lieu, au chapitre d'introduction, nous définissons la problématique du travail de recherche, les objectifs fixés pour démontrer la contribution scientifique et l'originalité apportées dans cette thèse, ainsi que les grandes étapes de la méthodologie proposée pour atteindre ces objectifs.

Dans le but d'établir les contraintes de performances que doivent réaliser les techniques MUD à proposer, le chapitre 2 permet de comprendre le mode de fonctionnement d'un système DS-CDMA et de poser le modèle mathématique de chacun des blocs qui le constitue. Une attention particulière sera consacrée au modèle du canal de transmission sans fil.

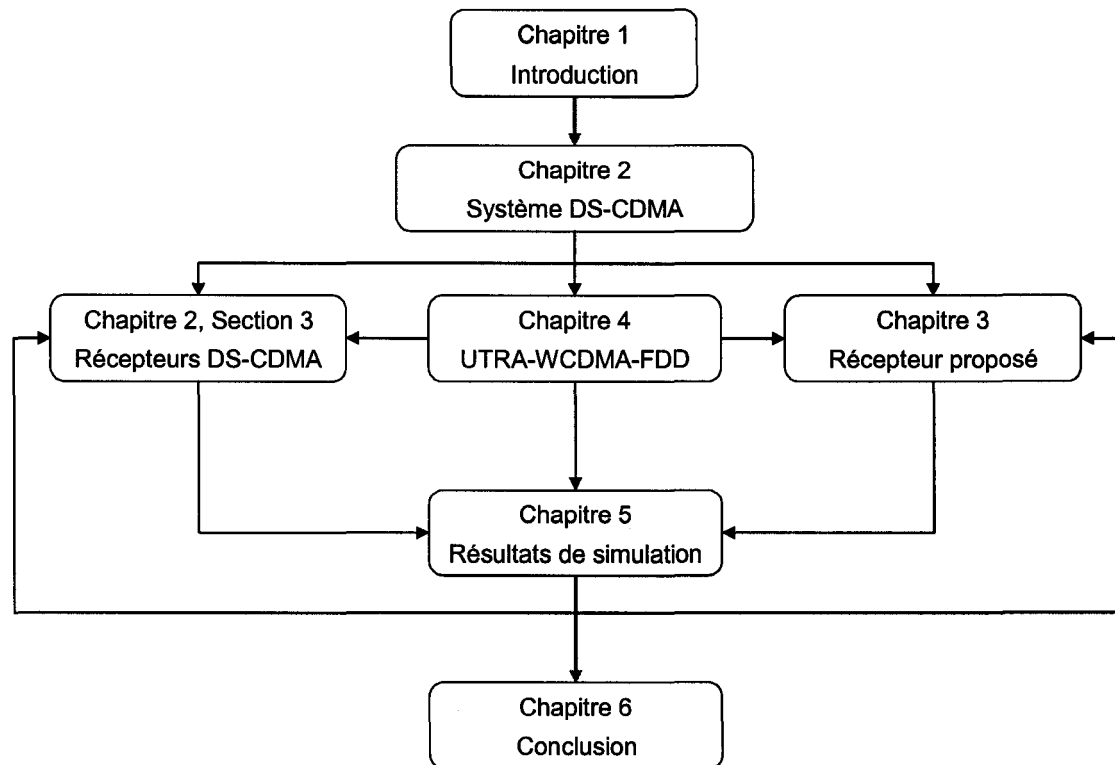


Figure 1.2 Structure de la thèse.

Nous poursuivrons par la description analytique des techniques de réception MUD retenues pour l'étude comparative. Nous exposerons les avantages et inconvénients de chacun des récepteurs MUD pour permettre une validation des caractéristiques lors de la simulation.

Au chapitre 3, nous proposons une structure générale des récepteurs DS-CDMA centralisés proposés. De cette structure, découlera un ensemble d'algorithmes capables de répondre d'une manière efficace à l'annulation des interférences de type MAI et ISI tout en diminuant l'effet du bruit blanc additif. Nous poursuivrons par les différentes versions des structures proposées pour répondre aux besoins des systèmes fractionnaires.

Au chapitre 4, nous décrirons les différents blocs qui constituent les éléments essentiels de la couche physique tels que décrits par la norme 3GPP pour les systèmes cellulaires de 3G basés sur le principe WCDMA-FDD. Ce chapitre permettra d'identifier, de décrire et de modéliser les différents blocs de la couche physique de la 3G qui ont permis la construction de la plate-forme de simulation et qui servira de support pour démontrer les performances et la faisabilité de la technique proposée dans un milieu pratique. De plus, nous identifierons les ajustements à apporter aux techniques MUD citées dans les chapitres 2 et 3 pour permettre leur mise en pratique dans un système de 3G.

L'analyse et la synthèse des résultats de simulation seront rapportées au chapitre 5. Grâce à la plate-forme de simulation DS-CDMA, la première partie de ce chapitre fera l'analyse des performances des différentes techniques MUD citées dans les chapitres 2 et 3. Différents scénarios de simulation seront considérés tel que la modification des paramètres du canal et la variation du nombre d'utilisateurs qui partagent les ressources du canal de communication. Étant donné le nombre important des techniques MUD à comparer, une classification de celles-ci selon les paramètres d'influence est nécessaire. Suite à l'analyse des résultats, nous retiendrons seulement les techniques les plus prometteuses pour analyser leur performance dans la plate-forme Monark© dont les principaux éléments seront décrits au chapitre 4. De plus, toujours au chapitre 5, une analyse de la complexité en vue d'une mise en œuvre en technologie VLSI sera conduite.

Finalement, le chapitre de conclusion fait une synthèse des travaux développés dans le cadre de ce travail de recherche afin d'en rappeler les contributions scientifiques apportées au niveau algorithmique dans les systèmes cellulaires de la 3G. Nous discuterons des

opportunités offertes par la classe d'algorithmes proposée et des perspectives de développements futurs.

Chapitre 2

Système DS-CDMA

Dans ce chapitre, nous analyserons les caractéristiques des systèmes CDMA dans la section 2.1. Cela nous permettra de définir le modèle mathématique du DS-CDMA qui a servi de base pour la construction de la plate-forme DS-CDMA. Un élément important dans l'établissement des performances est la caractérisation du canal de communication qui fait l'objet de la section 2.2. Dans la section 2.3, nous décrivons les différents récepteurs issus de la littérature et qui seront évalués dans la plate-forme DS-CDMA pour effectuer une étude comparative des performances en terme de robustesse aux bruits et en terme de capacité.

2.1 Caractéristiques des systèmes CDMA

Dans un système CDMA, chaque utilisateur a une séquence de code unique pour coder le signal porteur d'information. En connaissant ce code, le récepteur peut décoder le signal et extraire l'information. Ceci est réalisable grâce à la faible intercorrélacion entre les codes des différents utilisateurs.

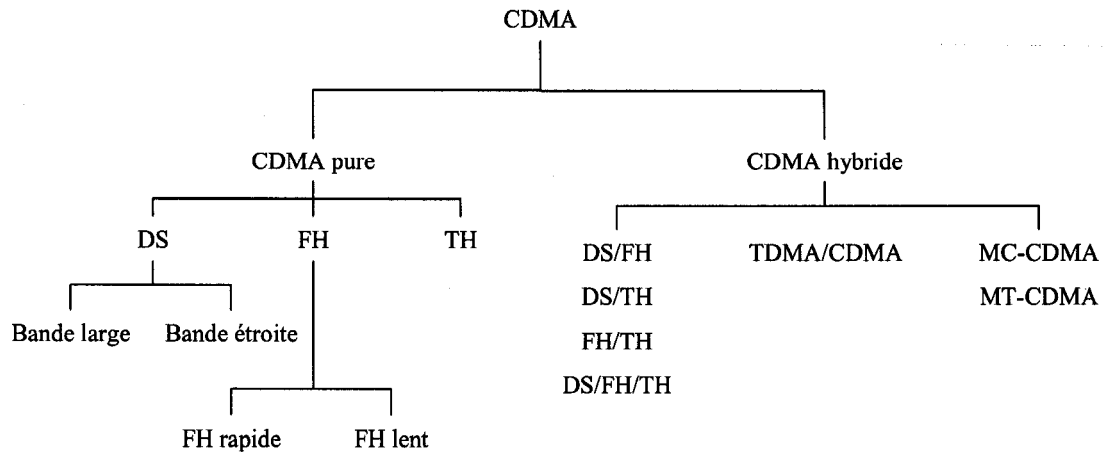


Figure 2.1 Classification des systèmes CDMA.

Cette séquence de code étale le spectre du signal. De ce fait, les systèmes CDMA sont appelés aussi : Accès multiple à étalement de spectre (*Spread Spectrum Multiple Access - SSMA*). Il existe de nombreuses techniques de modulation pour générer des signaux CDMA, comme le montre la figure 2.1. Parmi les plus importantes, nous avons : séquence directe (DS : *Direct Sequence*), saut de fréquence (FH : *Frequency Hopping*), saut de temps (TH : *Time Hopping*) et hybride [PRA98] et [PET95]. Tout système CDMA doit satisfaire les deux critères suivants [PET95]:

- La largeur de bande de transmission (B_t) doit être beaucoup plus importante que celle de l'information (B_i). Le rapport entre les deux largeurs de bande est appelé gain du traitement $G_p = B_t/B_i$.
- La largeur de bande résultante ne dépend pas de l'information. Ceci exclut des modulations en fréquence (FM) ou de phase (PM).

Le codage et la largeur de bande de transmission résultante permettent à un système à étalement de spectre d'avoir plusieurs propriétés [PET95], [PRO95], [VIT95] et [PRA98]:

- **Capacité d'accès multiple** : Tous les utilisateurs bénéficient de toute la largeur de bande à tout instant. Seul le code différencie entre eux et permet l'extraction de l'information.
- **Protection contre les trajets multiples du canal** : Contrairement aux systèmes TDMA de la deuxième génération, les systèmes CDMA peuvent utiliser l'information redondante du canal pour améliorer la qualité de réception (Diversité temporelle).
- **Intimité** : Le signal transmis ne peut être désétrealé que si le code est connu par le récepteur.
- **Rejet de l'interférence** : À la réception, le signal à étalement de spectre est désétrealé alors que toute interférence à bande étroite est étrealée. Cette dernière aura l'apparence d'un bruit de fond en comparaison avec le signal désétrealé. Ainsi, un brouillage intentionnel à bande étroite a peu d'effet sur la performance d'un système CDMA.
- **Faible probabilité d'interception** : Un signal à étalement de spectre est très difficile à intercepter ou à détecter grâce à sa faible densité de puissance.

Le DS-CDMA étant choisi pour véhiculer la troisième génération des systèmes de communication sans fil, le modèle mathématique du système de transmission/réception sera établi en conséquence incluant les différents récepteurs considérés dans cette étude; même si certaines techniques ne se limitent pas seulement au DS-CDMA.

2.2 Modélisation du système DS-CDMA

Dans un système DS-CDMA, le signal porteur de l'information (le signal de données) est directement modulé par un signal code numérique à temps discret et à valeurs discrètes appelé code d'étalement. La figure 2.2 montre un modèle en bande de base d'un système de communication DS-CDMA [VER98], [LEO99], [LAT98]. Dans ce qui suit, nous développons un modèle DS-CDMA général asynchrone dans lequel les usagers transmettent à des temps τ différents. Le modèle synchrone étant un cas particulier du premier en fixant les délais des usagers égaux ou à zéro.

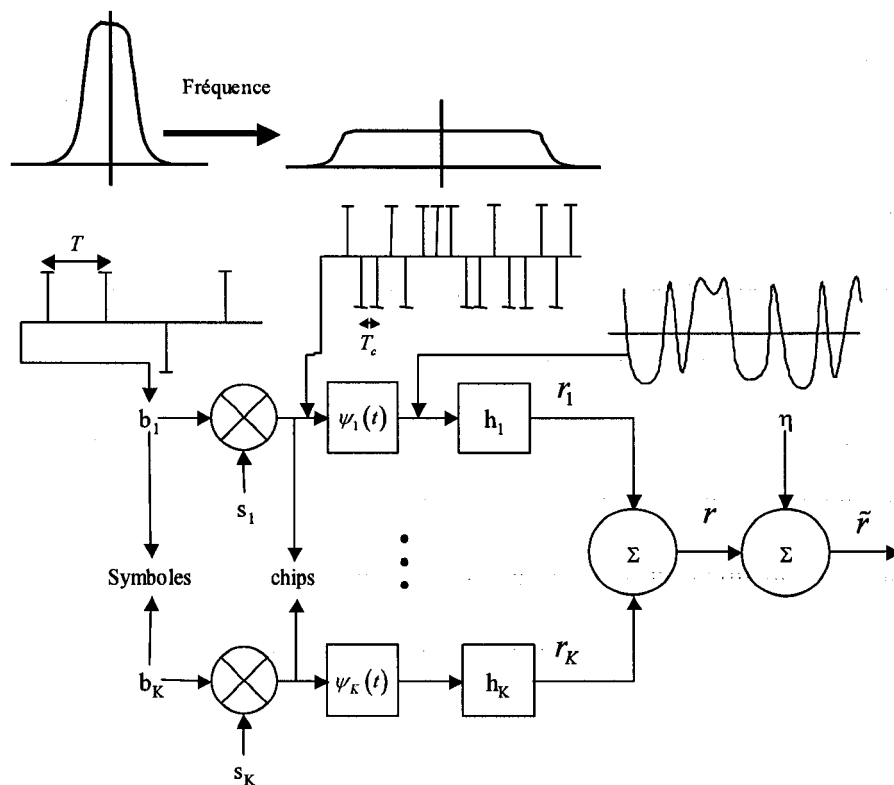


Figure 2.2 Modèle en bande de base d'un système DS-CDMA.

Dans ce modèle, décrit dans [LAT00], nous avons K usagers qui transmettent des symboles de l'alphabet \mathcal{E} avec des puissances et des délais arbitraires (pour une modulation

BPSK $\mathcal{E}=\{-1,1\}$, alors que pour une modulation QPSK $\mathcal{E}=\left\{\frac{1+j}{\sqrt{2}},\frac{1-j}{\sqrt{2}},\frac{-1+j}{\sqrt{2}},\frac{-1-j}{\sqrt{2}}\right\}$).

Chaque symbole d'un usager est étalé par un code pseudo-aléatoire unique à l'usager de longueur N_c . La période du symbole est T et la période de la bribe (*chip*) est T_c où $N_c=T/T_c$. Pour les systèmes de 3G, le code pseudo-aléatoire est fonction d'un code canal et un code d'embrouillage (scrambling code) [3GPP] menant à un code pseudo-aléatoire de période pouvant être plus longue que celle du symbole à transmettre (voir section 4.4). Tous les usagers utilisent le même filtre de formation d'impulsions, noté $\psi(t)$ qui est supposé limité dans l'intervalle de temps $[0, T_c]$. Tous les canaux (en incluant toute atténuation du trajet de transmission du $k^{\text{ème}}$ usager) sont considérés des filtres à réponse impulsionnelle finie (*FIR* : Finite Impulse Response), notés $h_k(t)$, avec un délai d'étalement maximum (delay spread) de T_m et un nombre de trajets multiples L_k .

Sauf indication contraire, les notations à temps discret qui suivent s'appliquent au reste du rapport : les indices pour l'espace de Baud ($1/T$) sont représentés par n et les indices de l'espace des bribes ($1/T_c$) sont représentés par m et le $n^{\text{ème}}$ symbole du $k^{\text{ème}}$ usager à l'instant n est noté $b_k^{(n)}$. La séquence pseudo-aléatoire (PN) d'étalement du $k^{\text{ème}}$ usager à temps continu est :

$$s_k^{(n)}(t) = \sum_{m=0}^{N_c-1} s_{k,m}^{(n)} \psi(t - mT_c) \quad (2.1)$$

où N_c représente la longueur de la séquence PN, T_c la période du chip, $\psi(t)$ est le filtre de formation des impulsions et $s_{k,m}^{(n)}$ le $m^{\text{ème}}$ chip du $k^{\text{ème}}$ usager et de la $n^{\text{ème}}$ donnée transmise. Les simulations effectuées avec des séquences PN de type Gold [VER98] sont telles que $s_{k,m}^{(n)} \in \{-1, 1\}$. Par contre, pour celles effectuées dans les conditions de la 3G (UMTS-WCDMA), $s_{k,m}^{(n)}$ est complexe en combinant les codes OVSF (*Orthogonal Variable Spreading Factor*) avec le brouillage (*scrambling*). L'enveloppe complexe du signal reçu peut être représentée par

$$\tilde{r}(t) = \sum_{n=0}^{N_b-1} \sum_{k=1}^K A_k b_k^{(n)} s_k^{(n)}(t - nT) * h_k^{(n)}(t) + \eta(t) \quad (2.2)$$

où N_b représente le nombre de symboles reçus, A_k l'amplitude reçue, $b_k^{(n)}$ le $n^{\text{ème}}$ symbole transmis, T la période du symbole, $\eta(t)$ le bruit additif gaussien de densité spectrale σ^2 et $*$ le produit de convolution. La réponse impulsionnelle du canal de transmission de l'utilisateur k est :

$$h_k^{(n)}(t) = \sum_{l=1}^{L_k} h_{k,l}^{(n)} \delta(t - \tau_{k,l}) \quad (2.3)$$

avec L_k le nombre de trajets de propagation ($L=L_k$ sans perte de généralité), $h_{k,l}^{(n)}$ le gain complexe du trajet l de l'utilisateur k à l'instant n , $\tau_{k,l}$ le délai de propagation et $\delta(t)$ l'impulsion de Dirac. Dans la prochaine section, nous analyserons plus en détail les caractéristiques d'un canal de communication sans fil. La forme du signal reçu devient alors :

$$\tilde{r}(t) = \sum_{n=0}^{N_b-1} \sum_{k=1}^K A_k b_k^{(n)} \sum_{l=1}^L h_{k,l}^{(n)} s_k^{(n)}(t - nT - \tau_{k,l}) + \eta(t) \quad (2.4)$$

Le signal reçu est échantillonné à la fréquence P/T_c ($P=1$: *Baud spaced*; $P \geq 2$ sur-échantillonnage). Le signal reçu à temps discret s'écrit alors :

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{S} \mathbf{H} \mathbf{A} \mathbf{b} + \boldsymbol{\eta} \quad (2.5)$$

où

$$\tilde{\mathbf{r}} = [\tilde{\mathbf{r}}^{T_{(0)}}, \dots, \tilde{\mathbf{r}}^{T_{(N_b-1)}}] \in \mathbb{C}^{PN_c N_b} \quad (2.6)$$

est le vecteur d'entrée échantillonné et

$$\tilde{\mathbf{r}}^{T_{(n)}} = [\tilde{r}(T_s(nPN_c + 1)), \dots, \tilde{r}(T_s(n+1)PN_c)] \in \mathbb{C}^{PN_c} \quad (2.7)$$

avec

$$\mathbf{S} = [\mathbf{S}^{(0)}, \dots, \mathbf{S}^{(N_b-1)}] \in \mathbb{C}^{PN_c N_b \times KLN_b} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{S}^{(0)} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}^{(0)}(0) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \mathbf{S}^{(1)}(0) & \ddots & \vdots \\ \mathbf{S}^{(0)}(D) & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}^{(1)}(D) & \ddots & \mathbf{S}^{(N_b-1)}(0) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{S}^{(N_b-1)}(D) \end{bmatrix}$$

est la matrice des séquences d'étalement échantillonnées, $D = \left\lceil \frac{T+T_m}{T} \right\rceil$, T_m étant le délai

d'étalement maximum (qui dépend du canal de communication),

$$\mathbf{S}^{(n)} = [\mathbf{s}_{1,1}^{(n)} \dots \mathbf{s}_{1,L}^{(n)} \dots \mathbf{s}_{K,L}^{(n)}] \in \mathbb{C}^{PN_c N_b \times KL} \quad (2.9)$$

où

$$\mathbf{s}_{k,l}^{(n)} = \begin{cases} \mathbf{0}_{PN_c N_b \times 1}^T & \begin{cases} n = 0 \\ \tau_{k,l} = 0 \end{cases} \\ \begin{bmatrix} s_k(T_s(PN_c - \tau_{k,l} + 1)) & \cdots & s_k(T_s PN_c) \end{bmatrix} \mathbf{0}_{(PN_c N_b - \tau_{k,l}) \times 1}^T & \begin{cases} n = 0 \\ \tau_{k,l} > 0 \end{cases} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(PN_c(n-1) + \tau_{k,l}) \times 1}^T & \mathbf{s}_k^T & \mathbf{0}_{(PN_c(N_b - n) - \tau_{k,l}) \times 1}^T \end{bmatrix} & \begin{cases} 0 < n < N_b - 1 \\ \tau_{k,l} > 0 \end{cases} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(PN_c(N_b - 1) + \tau_{k,l}) \times 1}^T & \begin{bmatrix} s_k(T_s) & \cdots & s_k(T_s(PN_c - \tau_{k,l})) \end{bmatrix} \end{bmatrix} & \begin{cases} n = N_b - 1 \\ \tau_{k,l} > 0 \end{cases} \end{cases} \quad (2.10)$$

avec $\tau_{k,l}$ est le délai en nombre d'échantillons et

$$\mathbf{s}_k = [s_k(T_s) \quad \cdots \quad s_k(T_s PN_c)] \in \mathbb{C}^{PN_c} \quad (2.11)$$

est la séquence PN de l'utilisateur k . La matrice des coefficients des canaux des différents usagers :

$$\mathbf{H} = \text{diag}[\mathbf{H}^{(0)}, \dots, \mathbf{H}^{(N_b-1)}] \in \mathbb{C}^{KL N_b \times KL N_b} \quad (2.12)$$

où

$$\mathbf{H}^{(n)} = \text{diag}[\mathbf{h}_1^{(n)} \quad \cdots \quad \mathbf{h}_K^{(n)}] \in \mathbb{C}^{KL \times K}$$

et

$$\mathbf{h}_k^{(n)} = [h_{k,1}^{(n)} \quad \cdots \quad h_{k,L}^{(n)}] \in \mathbb{C}^L$$

La matrice des amplitudes de signaux est

$$\mathbf{A} = \text{diag}[\mathbf{A}^{(0)}, \dots, \mathbf{A}^{(N_b-1)}] \in \mathbb{R}^{KL N_b \times KL N_b} \quad (2.13)$$

où

$$\mathbf{A}^{(n)} = \text{diag}[A_1, \dots, A_K] \in \mathbb{R}^{K \times K}$$

Le vecteur des symboles transmis d'alphabet Ξ est donné par $\Xi = \{-1, 1\}$ pour le BPSK,

et $\Xi = \left\{ \frac{-1-j}{\sqrt{2}}, \frac{-1+j}{\sqrt{2}}, \frac{1-j}{\sqrt{2}}, \frac{1+j}{\sqrt{2}} \right\}$ pour le QPSK. Dans l'équation (2.5), \mathbf{b} est donné par :

$$\mathbf{b} = \left[\mathbf{b}^{T_{(0)}}, \dots, \mathbf{b}^{T_{(N_b-1)}} \right] \in \Xi^{KN_b} \quad (2.14)$$

avec

$$\mathbf{b}^{(n)} = \left[b_1^{(n)}, \dots, b_K^{(n)} \right] \in \Xi^K$$

et le vecteur bruit est $\boldsymbol{\eta} \in \mathbb{C}^{PN_e N_b}$.

2.3 Modélisation du canal

Le canal de propagation est la bête noire de tout système de communication, parce qu'il engendre des dégradations sur le signal transmis. Afin de choisir les techniques de traitement du signal appropriées, et qui seront mises en œuvre dans la chaîne d'émission et de réception (type de codage canal, entrelacement, vocodeur), et au niveau du réseau (contrôle de puissance lent ou rapide, diversité de transmission, antennes adaptatives, transmission discontinue ...), il faut bien définir les caractéristiques du canal de propagation. Les propriétés du canal sont également déterminantes pour le dimensionnement du système cellulaire, notamment au moment de la constitution du bilan de liaison [HOL01].

Le signal transmis doit faire face aux pertes de propagation dues à la distance, aux atténuations induites par les obstacles qu'il retrouve sur son parcours (effet d'ombrage ou *shadowing*) et aux évanouissements suscités par l'existence de trajets multiples. La figure 2.3 montre le caractère à trajets multiple du canal sans fil. On peut s'attendre ainsi à un signal transmis qui arrive à des intervalles de temps différents.

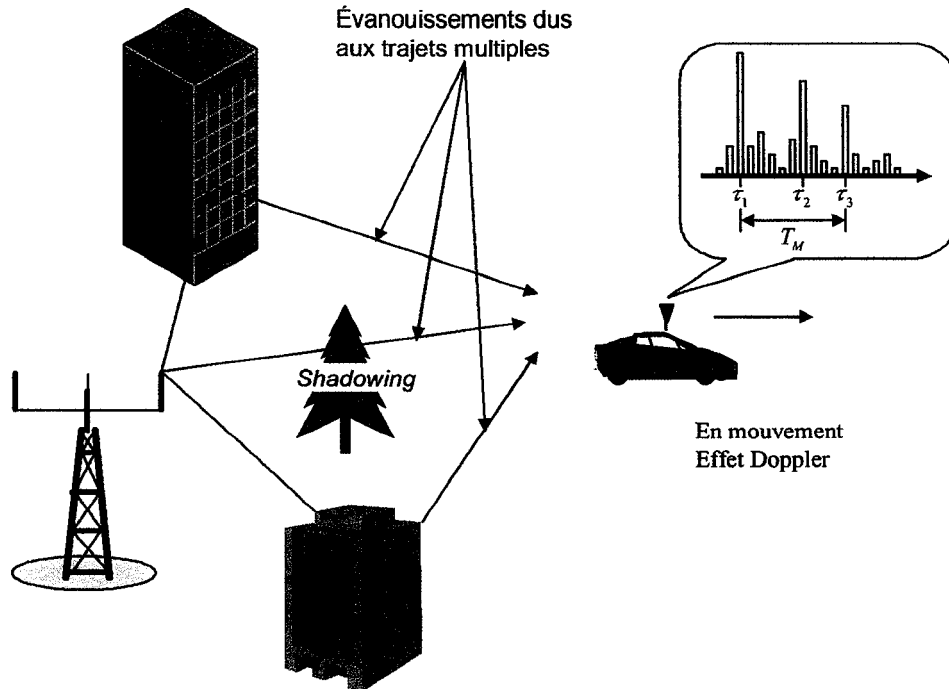


Figure 2.3 Caractéristiques des canaux à trajets multiples.

La dispersion de retards représentée par T_M est définie comme la différence entre le temps que met le trajet le plus long pour parvenir au récepteur et celui que met le trajet le plus court. Étant donné son caractère aléatoire, la dispersion des retards est souvent exprimée en fonction de son écart type appelé moyenne de la racine carrée de la dispersion des retards (*root mean square (RMS) delay spread*) et que l'on notera T_{RMS} . Si la dispersion des retards du canal est inférieure à la durée du symbole d'information transmis, on dit qu'il s'agit d'un canal non sélectif en fréquence (*flat fading*). Dans un canal non sélectif en fréquence, le signal subit une variation aléatoire de son amplitude, ce qui peut se traduire par une réduction considérable du rapport signal à bruit à la réception.

De la même manière, le canal est dit sélectif en fréquence (*Frequency Selective Channel*) lorsque la durée du symbole est inférieure à la dispersion des retards (T_{RMS}). Ce phénomène produit une sorte d'interférence mutuelle entre les symboles d'information émis donnant naissance au phénomène d'interférence inter-symbole (ISI). Si les ISI ne sont pas compensées, on peut être amené à réduire le débit de transmission – ce qui n'est pas souhaitable. Dans ces circonstances, des techniques de traitement numérique du signal, dont certaines sont présentées dans la section suivante, devront être mises en œuvre pour pallier autant que possible les effets de distorsion du signal causés par ce phénomène.

Un autre aspect important dans la modélisation des canaux de communication sans fil est le décalage en fréquence (*Doppler Shift*). Le déplacement de l'utilisateur d'un terminal mobile par rapport à la station de base produit une variation de la fréquence de la porteuse du signal transmis. Même si le mobile ne change pas de place, les déplacements des personnes et des objets qui se trouvent entre le mobile et la station de base peuvent produire le même effet. Ce décalage en fréquence est donnée par $f_d = f_{\max} \cos(\theta)$ avec $f_{\max} = v/\lambda$, où v est l'amplitude de la vitesse relative entre le mobile et la station de base, λ la longueur d'onde du signal transmis, θ l'angle du signal reçu par le mobile relatif à sa direction de déplacement et f_{\max} la fréquence Doppler maximum (*Doppler Spread*).

À partir de cette définition, on parle d'un canal à évanouissements lents (*Slow Fading Channel*) lorsque la largeur de bande du signal d'information est supérieure au décalage Doppler maximum. À l'opposé, on parle d'un canal à évanouissements rapides (*fast Fading Channel*) lorsque la largeur de bande du signal transmis est inférieure au décalage Doppler maximum. Dans ces conditions, le canal est aussi appelé « canal sélectif en temps » parce

qu'il change plusieurs fois pendant la durée du symbole transmis, ce qui se traduit par une forte distorsion du signal.

2.4 Récepteurs DS-CDMA

À partir de ce modèle, nous pouvons définir les principales techniques existantes sur les détecteurs sous-optimaux pouvant être classées de différentes façons. Une manière de faire est en MUD centralisé ou décentralisé [HOL01]. Les algorithmes centralisés exécutent la détection jointe de tous les usagers, c'est-à-dire les détecter tous en même temps (cas de la station de base). Pour les algorithmes décentralisés, les données d'un seul usager sont détectées en se basant sur le signal reçu et observé dans un environnement à usagers multiples en présence des MAI (cas de la station de base ou mobile). De plus, les techniques peuvent être directes ou indirectes. Les méthodes indirectes reposent sur l'identification du canal pour appliquer leur algorithme. De l'autre côté, les méthodes directes estiment directement les données transmises sans identifier le canal. Que la méthode soit directe ou indirecte, la mise à jour des paramètres peut être faite d'une manière adaptative ou autodidacte (*blind*). Tous les détecteurs que nous traitons sont de type centralisés sauf indication contraire.

Avant de traiter les différents récepteurs, nous allons définir la matrice d'intercorrélation des séquences d'étalement qui sera utilisée pour modéliser les récepteurs centralisés :

$$\mathbf{R} = \mathbf{S}^H \mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}^{(0,0)} & \dots & \mathbf{R}^{(0,D)} & \mathbf{0}_{KL} \dots & \mathbf{0}_{KL} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}^{(D,0)} & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}_{KL} \\ \mathbf{0}_{KL} & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{R}^{(N_b-D, N_b-1)} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{KL} & \dots & \mathbf{0}_{KL} & \dots & \mathbf{R}^{(N_b-1, N_b-1)} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

où l'exposant H est utilisé pour exprimer la transposée conjuguée du vecteur, avec :

$$\mathbf{R}^{(n, n-j)} = \sum_{i=0}^{D-j} \mathbf{S}^{T_{(n)}}(i) \mathbf{S}^{(n-j)}(i+j), \quad j \in \{0, \dots, D\} \quad (2.16)$$

où

$$\mathbf{R}^{(n-j, n)} = \mathbf{R}^{T_{(n, n-j)}},$$

$$\mathbf{R}^{(n, n')} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{1,1}^{(n, n')} & \dots & \mathbf{R}_{1,K}^{(n, n')} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_{K,1}^{(n, n')} & \dots & \mathbf{R}_{K,K}^{(n, n')} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{KL \times KL}$$

$$\mathbf{R}_{k,k'}^{(n, n')} = \begin{bmatrix} R_{k1,k'1}^{(n, n')} & \dots & R_{k1,k'L}^{(n, n')} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{kL,k'1}^{(n, n')} & \dots & R_{kL,k'L}^{(n, n')} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{L \times L}$$

et

$$R_{kl,k'l'}^{(n, n')} = \sum_{j=\tau_{k,l}}^{PN_c-1+\tau_{k,l}} s_k(T_s(j-\tau_{k,l})) s_{k'}(T_s(j-\tau_{k',l'} + (n'-n)PN_c))$$

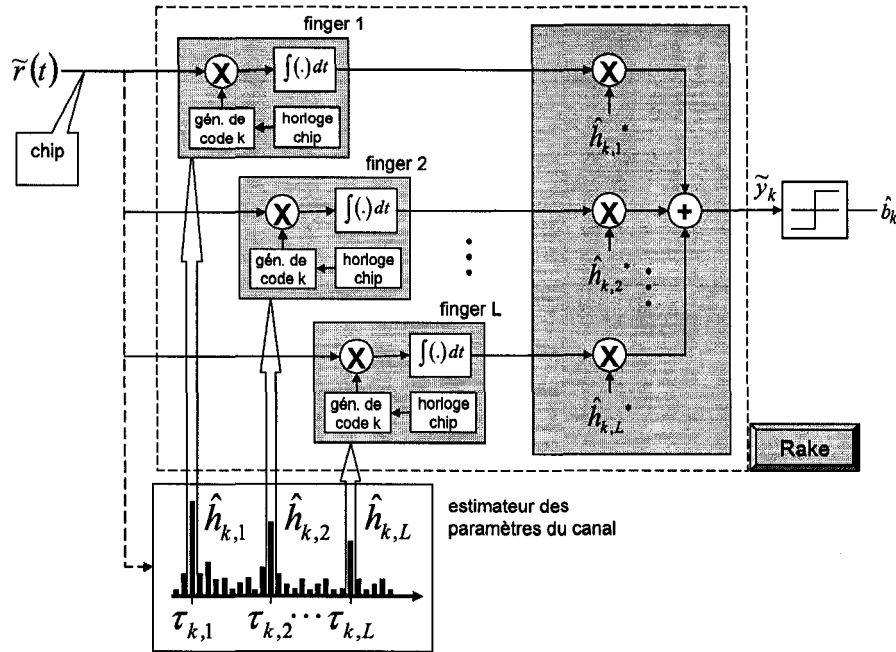
2.4.1 Récepteur Rake

Dans un système CDMA, les trajets multiples peuvent être considérés comme un avantage. En effet, si chaque trajet est porteur de la même information, on peut en combiner plusieurs afin d'obtenir un signal unique dont la puissance serait renforcée. Cette idée est le principe fondateur du récepteur Rake. Pour combiner les trajets, il faut qu'ils soient suffisamment séparés dans le temps, forme de diversité temporelle, pour pouvoir les

dissocier. La séparation minimale entre deux trajets doit être égale à la durée d'un chip pour assurer la décorrélation entre ceux-ci.

Le principe du récepteur en râteau (*Rake*) est schématisé dans la figure 2.4. Il est composé d'un banc de corrélateurs dits *fingers* et d'un combineur. Il nécessite aussi la connaissance des paramètres du canal (retards et taps) fournis par un estimateur de canal. Dans chaque *finger*, on trouve un corrélateur et un générateur de code. Le corrélateur effectue la fonction de corrélation entre le signal reçu et le code (signature) généré localement. L'estimateur de canal détecte le retard temporel de chacun des trajets sur une fenêtre de temps de longueur finie, puis donne cette information aux corrélateurs.

Chaque *finger* doit être synchronisé avec le retard de chaque trajet et le nombre de *fingers* est égal au nombre de trajets que l'on veut traiter. Enfin, le rôle du combineur est tout simplement d'additionner les différentes copies des symboles d'information disponibles à la sortie de chaque *finger* et permettre ainsi de minimiser les dégradations suscitées par les ISI – ce qui se traduit par une amélioration globale des performances du récepteur [VER98]. Le combineur le plus répandu est celui à rapport maximal (MRC : *Maximum Ratio Combiner*). A la sortie des *fingers*, on obtient des symboles portant chacun une information de phase et d'amplitude. Cependant, la phase et l'amplitude originales de ces symboles peuvent être modifiées par le canal de propagation. Il est alors nécessaire d'estimer les coefficients complexes $h(t - \tau_i)$, τ_i est la position du trajet estimé. Ces coefficients sont calculés par le récepteur à partir de symboles dits « pilotes », transmis par l'émetteur et connus par le récepteur.

Figure 2.4 Structure du récepteur Rake de l'utilisateur k .

Chacun des symboles d'information à la sortie des *fingers* est ainsi multiplié par le conjugué complexe des coefficients estimés du canal, c'est-à-dire, par $h^*(t - \tau_i)$, afin de compenser l'effet du canal de propagation et de les remettre en phase pour pouvoir les additionner.

Le Rake est le récepteur dit conventionnel. Il peut être utilisé au niveau de la station de base (BTS) et des stations mobiles. Il a été très utilisé pour la deuxième génération des systèmes cellulaires avec l'IS-95 grâce à sa faible complexité de calcul. Il peut être mis en équation comme suit :

$$\mathbf{y}_{[MF]} = \mathbf{S}^H \tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{A} \mathbf{R} \mathbf{H} \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{S}^H \boldsymbol{\eta}, \quad \mathbf{y}_{[MF]} \in \mathbb{C}^{KN_b} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{y}_{[Rake]} = (\mathbf{H} \mathbf{A})^H \mathbf{y}_{[MF]} = (\mathbf{S} \mathbf{H} \mathbf{A})^H \tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{A} \mathbf{H}^H \mathbf{R} \mathbf{H} \mathbf{A} \mathbf{b} + (\mathbf{S} \mathbf{H} \mathbf{A})^H \boldsymbol{\eta}, \quad \mathbf{y}_{[Rake]} \in \mathbb{C}^{KN_b}$$

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn}(\mathbf{y}_{[Rake]}), \quad \hat{\mathbf{b}} \in \Xi^{KN_b}$$

où $\text{sgn}(\bullet)$ représente la fonction signe donné par :

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } x \geq 0 \\ -1 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.18)$$

lorsque les symboles envoyés sont à valeurs réelles. Dans le cas des signaux QPSK, la sortie de la fonction signe représente une des quatre valeurs des symboles complexes.

Il est à noter que ce type de détecteur nécessite une parfaite connaissance des paramètres du canal (méthode indirecte) [PET95] pour assurer un bon fonctionnement de la diversité. De plus, son utilisation exige un contrôle strict des puissances transmises pour minimiser le problème d'éblouissement (détaillé à la section 4.2). De plus, il est incapable de traiter les MAI en considérant ces derniers comme étant un bruit blanc additif.

Il existe aussi d'autres formes de récepteurs Rake, le 2-D. Ce dernier prend en charge le temps (comme un Rake ordinaire) et l'espace en utilisant plusieurs antennes [CHE98]. On trouve aussi le G-Rake (*Generalized Rake*) [BOT00][KUT02] qui tire ses performances en appliquant une structure adaptée pour la détermination des coefficients du canal à utiliser pour la combinaison des doigts du Rake. Cependant, avec les exigences de la 3G, même ces versions du Rake sont essentiellement limitées par les ISI et MAI et constituent des solutions à considérer pour les stations mobiles.

Ces inconvénients font en sorte que toutes les recherches actuelles se concentrent à associer le Rake à un autre type de récepteur [LAT00]. Le premier prendra avantage des

trajets multiples pour donner une première estimation alors que le deuxième aura la tâche d'éliminer les MAI et les ISI.

2.4.2 Récepteur ZF

Le décorrélateur, figure 2.5, (appelé aussi forçage à zéro, ZF – *Zero Forcing*)) permet de séparer et d'éliminer complètement les interférences ISI et MAI en les forçant à zéro [KLE96].

Dans son implantation, le ZF implique l'inversion de la matrice de corrélation qui correspond à la convolution de la réponse impulsionnelle du canal avec les codes de chaque utilisateur. Nous pouvons le caractériser comme suit :

$$\mathbf{y}_{[ZF]} = (\mathbf{RH})^{-1} \mathbf{y}_{[Rake]}, \quad \mathbf{y}_{[ZF]} \in \mathbb{C}^{KN_b} \quad (2.19)$$

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn}(\mathbf{y}_{[ZF]}), \quad \hat{\mathbf{b}} \in \Xi^{KN_b}$$

Plusieurs versions de récepteurs à base du forçage à zéro ont été étudiées pour améliorer les performances de l'algorithme. Nous pouvons citer le forçage à zéro avec rétroaction [KLE96] et le forçage à zéro autodidacte (*blind*) [SHE99]. Les performances d'un tel égaliseur sont meilleures que celles du Rake mais pas suffisantes. En effet, la décorrélation entre les symboles envoyés et les interférences ne peut être obtenue car la technique ne tient pas compte du niveau de bruit dans son algorithme [KLE96].

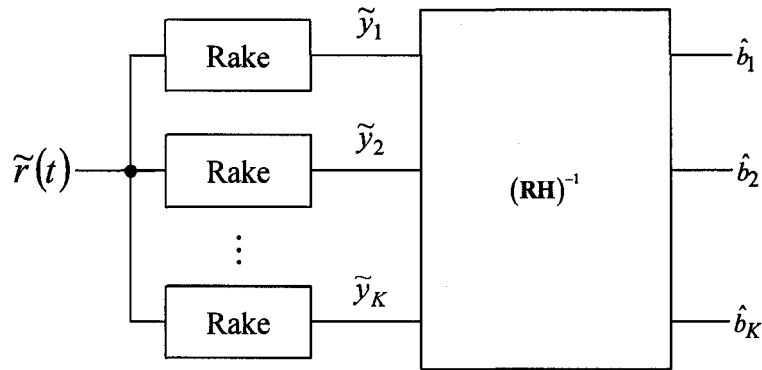


Figure 2.5 Structure du ZF.

2.4.3 Récepteur MMSE

À la différence des techniques fondées sur le principe ZF, les détecteurs MMSE tiennent compte de la variance du bruit de fond qui est retranchée de la matrice de corrélation et, de ce fait, les performances sont meilleures que le ZF. Il est à noter qu'en absence de bruit, les performances de ces deux détecteurs sont équivalentes.

Il existe deux approches qui peuvent être utilisées pour appliquer un récepteur MUD à base du principe du MMSE dans un canal à trajets multiples. Le filtrage MUD peut être appliqué après ou avant la combinaison des trajets multiples. En d'autres mots, le récepteur à usagers multiples peut être un récepteur MMSE post combinatoire (figure 2.6.a) ou pré combinatoire (figure 2.6.b). La différence de performance entre les deux structures, dans des canaux de communication fixes (non variant dans le temps) et connus, a été analysée dans [ZVO95]. L'auteur a démontré qu'il n'y a pas de différence entre les deux structures en terme du BER lorsque le produit entre le nombre d'usagers actifs dans une cellule et le nombre de trajets (KL) est relativement faible.

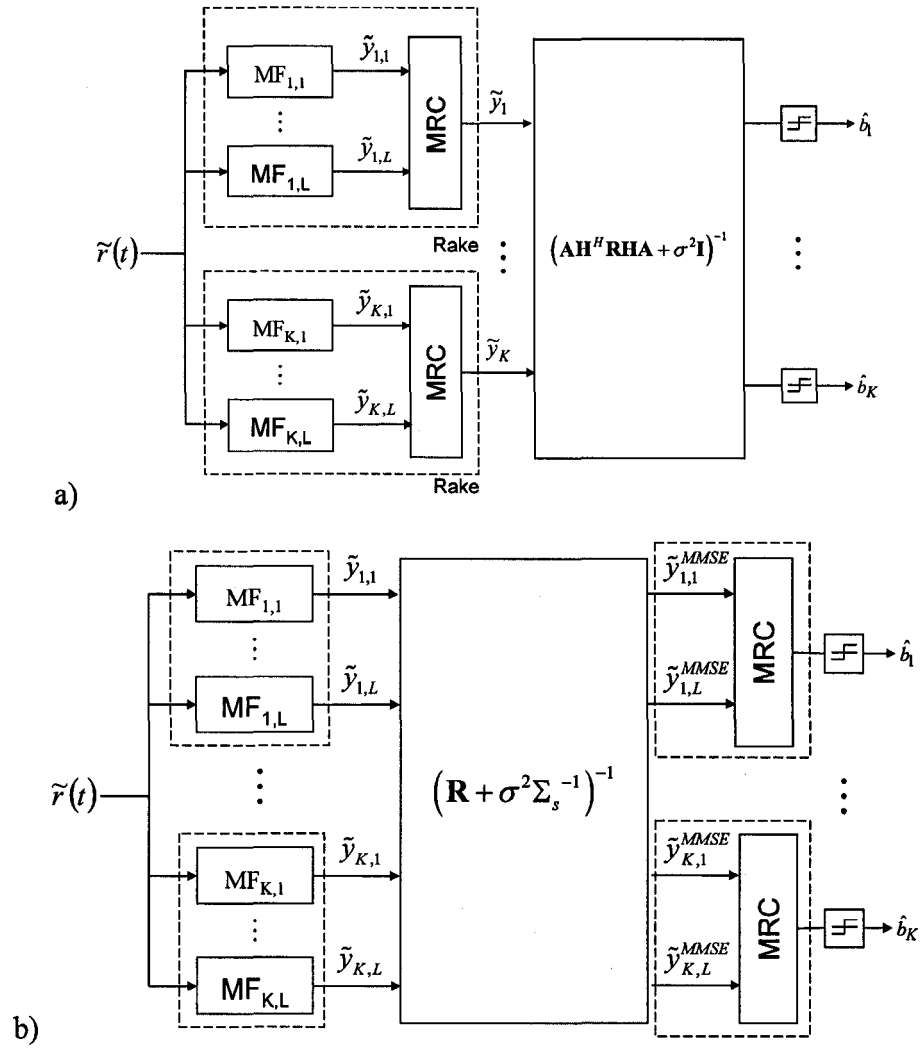


Figure 2.6 Structures du MMSE a) post-combinatoire et b) pré-combinatoire.

Lorsque ce produit KL devient grand, la matrice d'intercorrélacion des signatures des différents usagers devient mal conditionnée. Dans ce cas, la combinaison des trajets multiples avant l'annulation des interférences amène une inversion de matrice stable et des performances robustes. Cependant, la combinaison des trajets multiples avant l'annulation des interférences rend l'estimation du canal plus difficile lorsque les pilotes sont multiplexés dans le temps avec les données [LAT98]. De plus, dans le cas de version

adaptative, la vitesse de convergence est lente en comparaison avec celle du MMSE pré-combinatoire.

En appliquant la théorie du MMSE [HAY96] pour le système, nous pouvons déduire les expressions des deux versions du MMSE. Pour la version post combinatoire, nous avons :

$$\mathbf{y}_{[Rake]} = (\mathbf{SHA})^H \tilde{\mathbf{r}}, \quad \mathbf{y}_{[Rake]} \in \mathbb{C}^{KN_b} \quad (2.20)$$

et il s'agit de minimiser le critère :

$$\min_{\mathbf{W}_{[Post-MMSE]} \in \mathbb{C}^{K \times K}} E \left[\left(\mathbf{b} - \mathbf{W}_{[Post-MMSE]} \mathbf{y}_{[Rake]} \right)^H \left(\mathbf{b} - \mathbf{W}_{[Post-MMSE]} \mathbf{y}_{[Rake]} \right) \right] \quad (2.21)$$

à partir duquel nous pouvons déduire les poids optimaux :

$$\mathbf{W}_{[Post-MMSE]} = \left(\mathbf{A} \mathbf{H}^H \mathbf{R} \mathbf{H} \mathbf{A} + \sigma^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \quad (2.22)$$

À la sortie du récepteur MMSE, les données estimées deviennent :

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{[Post-MMSE]} &= \left(\mathbf{W}_{[Post-MMSE]} \right)^H \mathbf{y}_{[Rake]} \\ \hat{\mathbf{b}} &= \text{sgn} \left(\mathbf{y}_{[Post-MMSE]} \right), \quad \hat{\mathbf{b}} \in \Xi^{KN_b} \end{aligned} \quad (2.23)$$

En changeant le critère de minimisation pour un MMSE avant la combinaison des filtres appariés [LAT98], les poids optimaux de la version pré-combinatoire sont :

$$\mathbf{W}_{[Pre-MMSE]} = \left(\mathbf{R} + \sigma^2 \Sigma_s^{-1} \right)^{-1} \quad (2.24)$$

Les signaux à la sortie du récepteur MMSE, dans ce cas, sont donnés par :

$$\mathbf{y}_{[Pre-MMSE]} = \left(\mathbf{W}_{[Pre-MMSE]} \right)^T \mathbf{y}_{[MF]}, \quad \mathbf{y}_{[Pre-MMSE]} \in \mathbb{C}^{KL} \quad (2.25)$$

avec

$$\mathbf{y}_{[MF]} = \mathbf{S}^H \tilde{\mathbf{r}} \quad (2.26)$$

$$\begin{aligned} \Sigma_s &= \text{diag} \left[A_1^2 \Sigma_{s_1}, \dots, A_K^2 \Sigma_{s_K} \right] \in \mathbb{R}^{KLN_b \times KLN_b} \\ \Sigma_{s_1} &= \text{diag} \left[E \left[|s_{k,1}|^2 \right], \dots, E \left[|s_{k,L}|^2 \right] \right] \in \mathbb{R}^{L \times L} \end{aligned}$$

où $E \left[|s_{k,l}|^2 \right]$ représente la moyenne de la puissance du $l^{\text{ème}}$ trajet correspondant au $k^{\text{ème}}$

usager. Les données estimées par cette version du récepteur MMSE deviennent :

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn} \left((\mathbf{H}\mathbf{A})^H \mathbf{y}_{[Pre-MMSE]} \right) \in \Xi^{KN_b} \quad (2.27)$$

Le récepteur MMSE est celui qui se rapproche le plus de la solution optimale [VER98]. Cependant, sa complexité est assez importante. En effet, la dimension de la matrice à inverser (équation 2.24) dépend du caractère à trajets multiples et de l'asynchronisme de la transmission sur la liaison montante. Ces derniers imposent des dimensions assez importantes des filtres $\mathbf{W}_{[Post-MMSE]}$ et $\mathbf{W}_{[Pre-MMSE]}$ qui doivent être utilisés pour la détection. De plus, une estimation parfaite des paramètres du canal et du niveau de bruits est essentielle pour maintenir de bonnes performances [DAH01c]. Pour contrer sa complexité, plusieurs travaux ont émergé pour atteindre de bonnes performances tout en conservant une complexité de calcul moindre. Ainsi, nous pouvons voir des versions adaptatives [WOO99][MAN97] et des versions autodidactes (*Blind*) [CHE01][XU02] ou encore, de nouvelles interprétations des récepteurs MMSE [BUZ01]. Cependant, la sensibilité vis-à-vis des paramètres du canal reste toujours présente pour les techniques indirectes due à

l'inversion de matrice alors que les vitesses de convergence restent les contraintes principales quand à l'implantation des solutions directes.

2.4.4 Récepteurs PIC

Le récepteur PIC (*Parallel Interference Cancellation*) s'annonce comme le plus prometteur pour une mise en œuvre dans la pratique. Le MPIC démontre des performances supérieures, dans un environnement à trajets multiples, par rapport à d'autres récepteurs dont la mise en pratique est possible [LAT01]. De plus, la version sans *feedback* présente une structure parallèle qui favorise l'utilisation de techniques avancées de mise en œuvre en technologie VLSI pour accroître la capacité dans le cas où la technologie cible serait un FPGA ou un ASIC [RAJ01].

Le récepteur PIC se base sur le principe du maximum de vraisemblance (ML : *Maximum Likelihood*) qui minimise la norme par rapport à tous les paramètres inconnus mais déterministes. Il existe deux possibilités pour implanter en pratique les récepteurs PIC. L'annulation des interférences peut être appliquée au niveau du chip (figure 2.7) ou au niveau du bit (figure 2.8). Les deux récepteurs sont mathématiquement équivalents et présentent donc les mêmes performances. Le principe du PIC est d'estimer les MAI et ISI provenant de tous les usagers et les soustraire du signal du $k^{\text{ème}}$ usager, $l^{\text{ème}}$ trajet. Les paramètres de départ sont donnés par le Rake. Étant donné l'utilisation de la fonction signe, ce récepteur est appelé aussi Hard-PIC (PIC à décision dure).

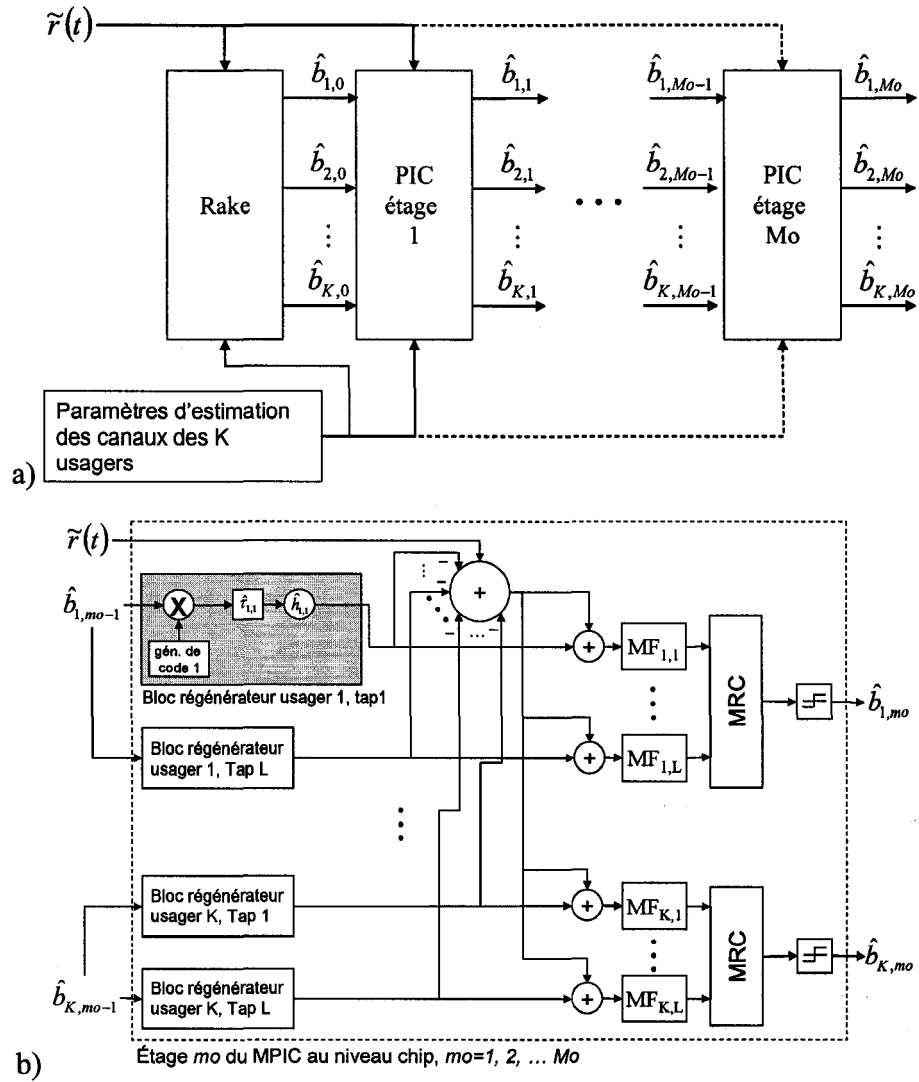


Figure 2.7 Récepteur MPIC au niveau chip (a) et description d'un étage PIC (b).

Pour améliorer les performances, une implantation du PIC à plusieurs étages est possible. En effet, d'un étage au suivant, l'estimation des MAI et ISI s'améliorent permettant ainsi une meilleure qualité du signal lors de la soustraction de ces mêmes interférences. Dans ce cas, nous parlerons du MPIC (*Multistage Parallel Interference Cancellation*). Réécrivons la sortie du MF comme suit [LAT01] :

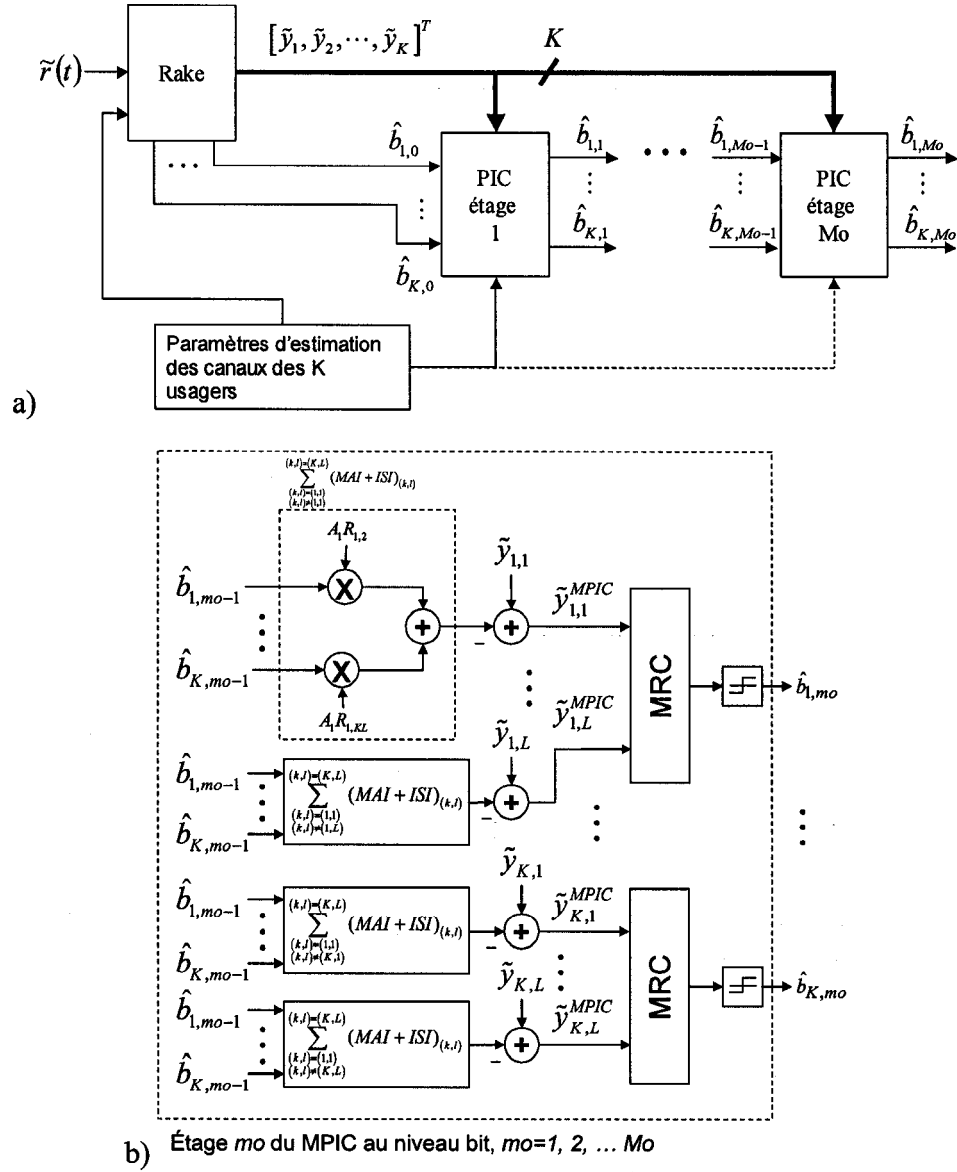


Figure 2.8 Récepteur MPIC au niveau bit (a) et description d'un étage PIC (b).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}_{[MF]} &= \mathbf{R} \mathbf{H} \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{S}^H \boldsymbol{\eta} \\
 &= (\mathbf{R} - \mathbf{I}_{KLN_b} + \mathbf{I}_{KLN_b}) \mathbf{H} \mathbf{A} \mathbf{b} + \hat{\boldsymbol{\eta}} \\
 &= \mathbf{H} \mathbf{A} \mathbf{b} + (\mathbf{R} - \mathbf{I}_{KLN_b}) \mathbf{H} \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{S}^H \boldsymbol{\eta} = \mathbf{H} \mathbf{A} \mathbf{b} + \boldsymbol{\Psi} + \hat{\boldsymbol{\eta}}
 \end{aligned} \tag{2.28}$$

où \mathbf{I}_{KLN_b} est la matrice identité de dimension $KLN_b \times KLN_b$.

À un instant n , nous pouvons écrire, en incluant les amplitudes des signaux dans la définition du canal :

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{[MF]}^{(n)} &= \mathbf{H}^{(n)} \mathbf{b}^{(n)} + \mathbf{\Psi}^{(n)} + \hat{\mathbf{\eta}}^{(n)} \\ &= \mathbf{H}^{(n)} \mathbf{b}^{(n)} + \sum_{i=-D}^D \left(\mathbf{R}^{(n,n-i)} - \delta_{i,0} \mathbf{I}_{KL} \right) \mathbf{H}^{(n+i)} \mathbf{b}^{(n+i)} + \hat{\mathbf{\eta}}^{(n)} \end{aligned} \quad (2.29)$$

où $\delta_{i,0}$ est le delta de Kronecker ($\delta_{i,0}=1$ si $i=0$ sinon, $\delta_{i,0}=0$) et

$\mathbf{b}^{(n)} = [\mathbf{1}_L^T \cdot b_1^{(n)}, \dots, \mathbf{1}_L^T \cdot b_K^{(n)}] \in \Xi^{KL}$ avec $\mathbf{1}_L$ un vecteur de dimension L dont toutes les

valeurs sont égales à 1. L'intérêt du PIC est d'éliminer les MAI représentées par $\mathbf{\Psi}^{(n)}$. À

l'étage mo , nous avons :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{b}}_{mo}^{(n)} &= \text{sgn} \left(\hat{\mathbf{H}}^{H(n)}(mo) \left(\mathbf{y}_{[MF]}^{(n)} - \mathbf{\Psi}^{(n)} mo \right) \right) = \text{sgn} \left(\hat{\mathbf{H}}^{H(n)}(mo) \mathbf{y}_{[PIC]}^{(n)} \right) \\ \Omega &= \mathbf{I}_K \otimes \mathbf{1}_L^T \\ \mathbf{\Psi}^{(n)}(mo) &= \sum_{i=-D}^D \left(\mathbf{R}^{(n,n-i)} - \delta_{i,0} \mathbf{I}_{KL} \right) \hat{\mathbf{H}}^{(n+i)}(mo) \hat{\mathbf{b}}_{mo}^{(n)} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Étant donné son potentiel de performance élevée, plusieurs travaux ont émergé pour proposer des versions plus performantes du PIC dans des environnements plus proches de la réalité. Parmi ceux là nous citons les suivants :

- *Differential PIC* : selon nos recherches bibliographiques des documents publics, le differential PIC est l'unique version modifiée du PIC à être mise en œuvre en technologie VLSI [RAJ01], le *differential MPIC* est équivalent au *Hard MPIC* du point de vue algorithmique mais présente un niveau de complexité plus faible. La procédure de mise en œuvre repose sur l'utilisation de la fonction signe. Ainsi seule la version *Hard-MPIC* de base peut accepter une telle transformation.

Malheureusement, le niveau de performance demeure le point faible d'une telle structure [RAS03].

- *Partial* PIC : dans sa meilleure configuration, le *partial* PIC permet d'atteindre les mêmes performances qu'un *Soft* PIC. Sa procédure de fonctionnement est la suivante : au lieu d'annuler les MAI directement, ce dernier effectue une pondération à chacun des étages en utilisant des coefficients de confiance [DIV98]. Les premiers MAI et ISI étant issues du Rake, le coefficient de confiance est faible au premier étage et augmente progressivement avec le nombre d'étages. Le coefficient de confiance des derniers étages devient égal à 1 rejoignant la définition de base du PIC. La difficulté majeure avec cette version du MPIC est la détermination des bons coefficients de confiance pour limiter le nombre d'étages à utiliser et ainsi la complexité globale du récepteur [RAS98].
- *Soft* MPIC : cette approche vise à utiliser les sorties douces (*Soft*) pour effectuer l'annulation des interférences en remplaçant la fonction signe par une fonction linéaire saturée [REN98] offrant d'une part un niveau de confiance à la sortie du récepteur et d'autre part, la saturation évite une divergence de l'algorithme. D'autres fonctions peuvent aussi être utilisées dont la tangente hyperbolique [REN98]. Malgré une amélioration des performances par rapport au Hard-MPIC (qui utilise la fonction signe), cette version souffre toujours des effets d'accumulation des erreurs lors d'annulation erronée des MAI [RAS03].

- *DF-MPIC* : pour finir, une autre version du PIC retient notre attention pour ses performances. Il s'agit d'un récepteur PIC au niveau bit à retour de décision (DF – *Decision Feedback*) pour l'annulation des interférences MAI et ISI [BUE99]. La figure 2.9 met en évidence la structure du Hard-DF-MPIC. Cependant, le même raisonnement peut être appliqué pour l'utilisation d'une version Soft-DF-MPIC [RAS98]. Cette dernière représente la version la plus performante des MPIC (section 5.3). L'inconvénient majeur d'une telle structure est sa complexité (utilisation de décisions douces) et la perte du parallélisme dans le cas d'une mise en œuvre en technologie VLSI. En effet, pour assurer les performances, la structure avec retour de décision utilise les données précédentes de tous les usagers, ce qui rend la structure avec une dépendance des données sévère et annule le parallélisme. Les détails de ce dernier point seront traités dans la section 5.4.

Quelle que soit la version utilisée, le PIC est sensible à la qualité d'estimation des paramètres du canal (gains et délais) [AFF02] ainsi qu'aux performances du récepteur Rake.

2.4.5 Récepteurs SIC

Le récepteur SIC (*Successive Interference Cancellation*) utilise les mêmes paramètres et les mêmes étapes que le PIC, la seule différence est l'annulation d'une manière successive des interférences comme le montre la figure 2.10. En présence de plusieurs étages, nous parlerons de MSIC (*Multistage SIC*). Cette dernière se base sur une structure au niveau bit mais une implémentation au niveau chip est mathématiquement équivalente.

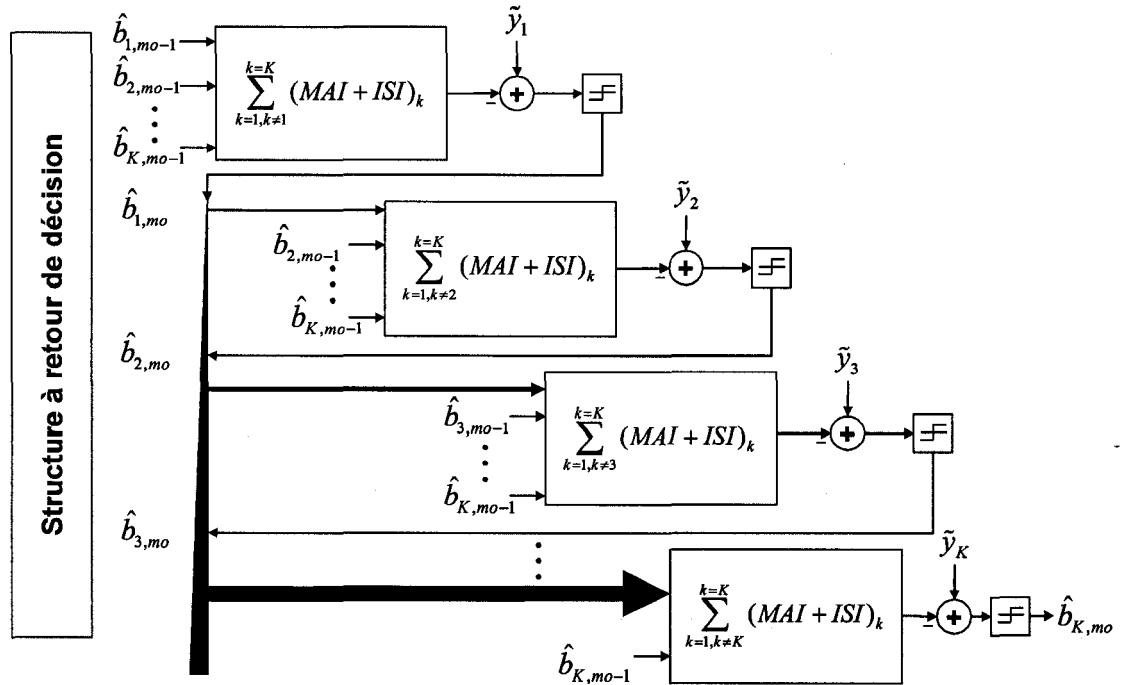


Figure 2.9 Récepteur DF-MPIC au niveau bit.

L'implantation du SIC ressemble à celle du PIC. Cependant, le SIC commence par trier les usagers en fonction de leur puissance de réception. Par la suite, il estime les données des usagers d'une manière successive en débutant par l'utilisateur avec la plus grande puissance. On retranche ainsi, successivement, les MAI et les ISI des interférents ayant la plus grande puissance. Ceci permet au SIC d'être robuste au phénomène d'éblouissement.

La seule différence avec le PIC est que l'élimination des MAI ne se fait pas pour tous les usagers en même temps. En supposant, sans perdre de généralité, que le vecteur de sortie du MF pour chaque usager et chaque branche du canal est triée de manière décroissante en fonction de la puissance et non par rapport aux amplitudes pour assurer une

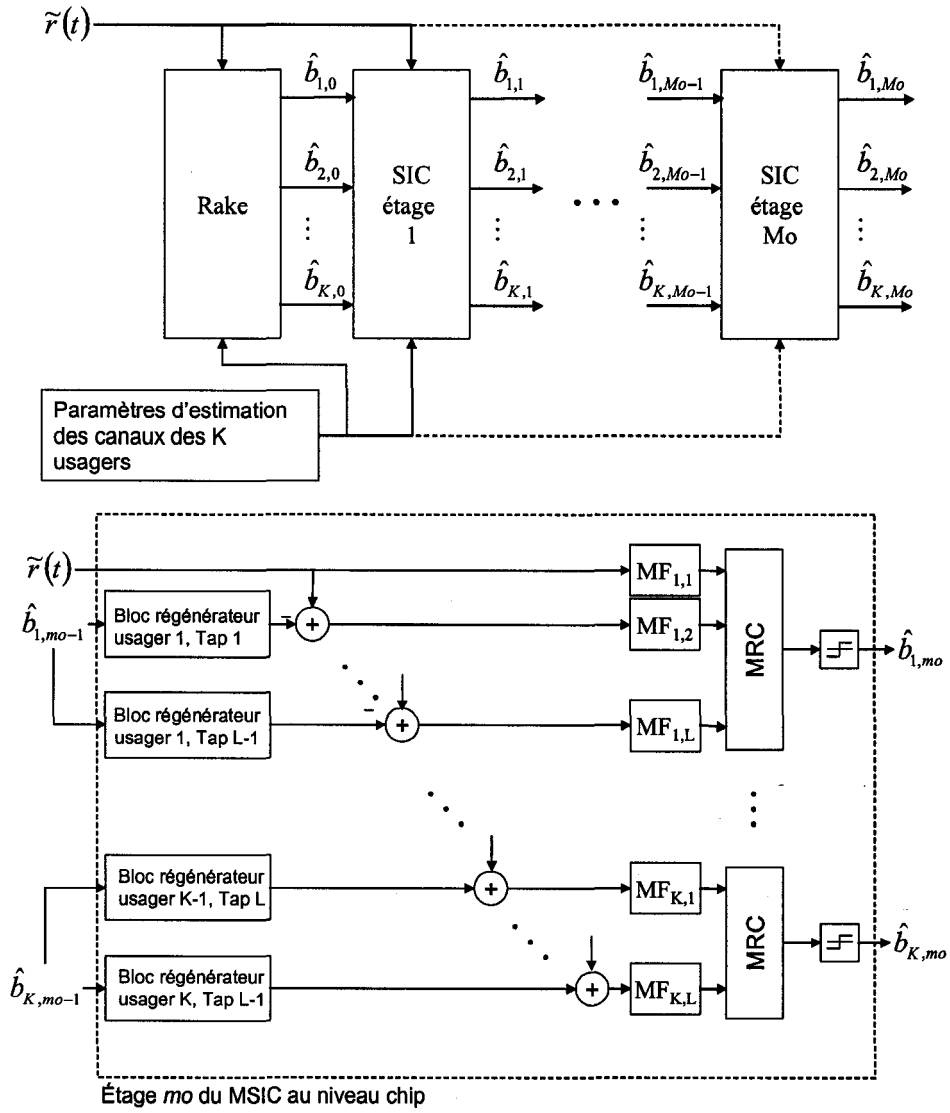


Figure 2.10 Structure du MSIC au niveau chip.

meilleure performance en terme du BER [VER98]. Ainsi, nous pouvons écrire, en se basant sur le développement du MPIC :

$$\left(y_{[SIC]}^{(n)}\right)_{k,l} = \left(y_{[MF]}^{(n)}\right)_{k,l} - \sum_{i_{k,j}=1}^{(k-1)L+l-1} \left(y_{[MF]}^{(n)}\right)_{\left\lceil \frac{i_{k,j}}{L} \right\rceil, (i_{k,j} \bmod l)} \left(\psi^{(n)}\right)_{\left\lceil \frac{i_{k,j}}{L} \right\rceil, (i_{k,j} \bmod l)} \quad (2.31)$$

avec

$$\hat{\mathbf{b}}^{(n)} = \text{sgn}\left(\Omega \hat{\mathbf{H}}^{H(n)} \mathbf{y}_{[SIC]}^{(n)}\right) \quad (2.32)$$

$$\Omega = \mathbf{I}_K \otimes \mathbf{1}_L^T$$

$$\begin{aligned} \Psi^{(n)} &= \sum_{i=-D}^D \left(\mathbf{R}^{(n,n-i)} - \delta_{i,0} \mathbf{I}_{KL} \right) \hat{\mathbf{H}}^{(n+i)} \hat{\mathbf{b}}^{(n+i)} \\ &= \left[\left(\psi^{(n)} \right)_{1,1}, \dots, \left(\psi^{(n)} \right)_{K,L} \right]^T \in \mathbb{C}^{KL} \end{aligned}$$

Un détecteur de type SIC permet de détecter des signaux à faible puissance pouvant être affectés par l'effet d'éblouissement. Il faut néanmoins remarquer que ce type de récepteur est sous-optimal, dans le sens où seul le dernier utilisateur profite de la réduction totale de l'interférence causée par les autres utilisateurs. De plus, lorsque l'estimation de l'interférence des autres utilisateurs n'est pas précise, cela peut représenter une source d'erreur qui pourrait se propager tout le long de la boucle d'annulation d'interférence. Quand cela arrive, au lieu d'améliorer les performances du récepteur, celles-ci, peuvent, au contraire, être fortement dégradées. Enfin, lorsque le nombre d'utilisateurs est élevé, l'algorithme doit être suffisamment rapide pour éviter des retards qui peuvent contraindre les performances globales du récepteur. En effet, comme dans le cas d'un DF-MPIC, le SIC souffre de la forte dépendance des données qui limitent la mise en œuvre de la technique en technologie VLSI.

2.4.6 Récepteurs TDMA appliqués au DS-CDMA

Étant donnée la maturité des égaliseurs (nommé détecteur pour le CDMA) dans les systèmes TDMA, plusieurs articles ont émergé pour étudier la possibilité d'appliquer les mêmes techniques aux systèmes DS-CDMA. La principale caractéristique qui les différencie avec les systèmes TDMA est la présence d'une fréquence d'échantillonnage

différente avant et après l'égaliseur [MIL95], [DAS98]. Il s'agit d'une technique d'égalisation directe qui n'utilise pas d'identification du canal mais se base sur l'adaptation des coefficients du MUD sur la base de données transmises connues. Ces coefficients adaptés représentent la signature de l'utilisateur en question combinée avec l'effet du canal de communication. Ainsi, le désétalement et l'élimination des interférences sont réalisés dans le même bloc d'opération.

Le schéma de principe est illustré à la figure 2.11. Nous allons appliquer un filtre linéaire transversal pour décrire le principe. Cependant, tout égaliseur TDMA [DAH00] (filtre transversal, réseaux de neurones ...) peut être appliqué.

L'idée est d'appliquer un filtre transversal directement sur le vecteur d'entrée $\tilde{\mathbf{r}}$ de dimension N_f et remplacer ainsi la signature de l'utilisateur. Le but de cette technique est de joindre le MF et le MMSE en un seul filtre adaptatif pour éliminer les MAI et les ISI :

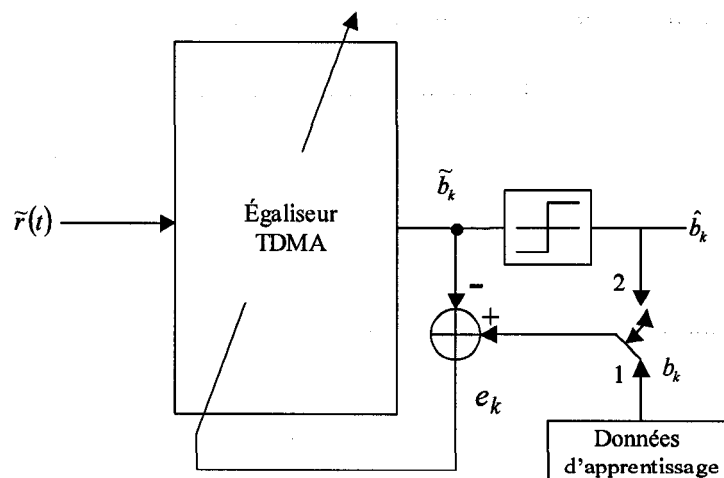


Figure 2.11 Structure d'un égaliseur TDMA appliqué au DS-CDMA.

$$\tilde{b}_k^{(n)} = \hat{\mathbf{w}}_k^{H(n)} \tilde{\mathbf{r}}^{(n)} \quad (2.33)$$

$$\tilde{\mathbf{r}}^{(n)} = \left[\tilde{r}((n-1)N_c + ind_{dep}), \dots, \tilde{r}((n-1)N_c + ind_{dep} + N_f - 1) \right]^T$$

ind_{dep} étant un entier qui dépend de la nature du canal pour considérer le plus de chips possible et assurer ainsi la prise en compte de tous les MAI et ISI. L'adaptation basée sur le LMS (*Least Mean Square*) peut être décrite comme suit :

$$e_k^{(n)} = b_k^{(n)} - \tilde{b}_k^{(n)} \quad (2.34)$$

$$\hat{\mathbf{w}}_k^{(n+1)} = \hat{\mathbf{w}}_k^{(n)} + \mu e_k^{*(n)} \tilde{\mathbf{r}}^{(n)}$$

$$\hat{\mathbf{w}}_k^{(n)} = \mathbf{0}_{N_f}$$

μ étant le pas d'adaptation.

Il est aussi possible d'utiliser un égaliseur fonctionnant à la vitesse du chip pour annuler l'effet du canal et par la suite utiliser un simple MF pour l'estimation des données. Cependant, cette structure est difficile à adapter étant donné le milieu très bruité dans les systèmes CDMA lorsque nous utilisons les chips. Malheureusement, l'absence de données d'apprentissage sur la liaison montante pour les systèmes de la 3G, selon le standard 3GPP, impose l'utilisation des techniques directes de type autodidacte (*blind*). Les vitesses de convergence de ces algorithmes sont lentes et les performances se dégradent rapidement en présence des canaux à trajets multiples, d'un grand nombre d'utilisateurs et d'un canal variant dans le temps [MOU02]. De plus, ces égaliseurs ne tiennent pas compte de la présence d'utilisateurs multiples [MIL95].

2.5 Conclusion

Nous avons décrit dans ce chapitre les fondements de la plate-forme simple, incluant le modèle du système DS-CDMA ainsi que la caractérisation des canaux de communication sans fil, qui nous permettront d'analyser et d'évaluer les différents détecteurs cités dans cette section. Étant donné l'absence de données d'apprentissage dans le standard 3G, nous retiendrons seulement les techniques indirectes, basées sur l'estimation des paramètres du canal de communication, issues de la littérature à savoir le MMSE, le ZF, le MPIC et ses variantes (dont la plus performante est le *Soft DF-MPIC*) et le MSIC et ses variantes. Le prochain chapitre sera consacré à la proposition d'une classe d'algorithmes basée sur des filtres en cascade ainsi qu'à la proposition d'un mode d'apprentissage des paramètres des filtres pour s'ajuster aux contraintes de la 3G et rendre ainsi possible l'application des méthodes directes telle que le MMSE adaptative. L'analyse et synthèse des résultats de simulation seront exposées dans le chapitre 5. Suite à cette étude comparative, seul le plus prometteur sera retenu pour évaluation dans une plate-forme tenant compte de la majorité des composantes de la couche physique de la 3G (WCDMA-FDD) tel que décrit par l'organisme de standardisation 3GPP et dont les éléments principaux sont décrits dans le chapitre 4.

Chapitre 3

Méthode de détection à usagers multiples proposée

Dans ce chapitre, nous proposons une classe d'algorithmes MUD, propice à une mise en œuvre en technologie VLSI, pour améliorer les performances des systèmes DS-CDMA en traitant efficacement les MAI et les ISI tout en diminuant l'effet du bruit blanc additif. À partir de la structure générale du MUD proposé, plusieurs algorithmes sont développés en fonction des conditions sur le canal de communication (linéaire ou non linéaire), présence ou non de données d'apprentissage (version directe ou mixte) et de l'utilisation de diversité spatiale (antennes multiples) ou temporelle (sur-échantillonnage). Nous commençons par décrire la structure générale du MUD proposé que nous nommerons FC-MUD (Filtres en Cascade MUD). Dans la section 3.2, une structure linéaire adaptative est décrite ; alors que la section 3.3 traite d'une structure autodidacte (*blind*). Pour permettre une mise en pratique en 3G, nous avons introduit la notion de structure adaptative mixte jumelant à la fois une adaptation directe et indirecte dans la section 3.4.

La section 3.5 nous permet de se pencher sur le cas non linéaire dû à d'éventuelles non linéarités dans le canal. Finalement, la section 3.6 explore le cas fractionnaire, où plusieurs antennes à la réception sont utilisées et/ou un système sur-échantillonné, suivie par une conclusion.

3.1 Structure générale

La structure générale du récepteur DS-CDMA que nous proposons est présentée dans la figure 3.1. On peut noter que ce récepteur est fonctionnel pour toute information transmise avec plusieurs antennes (diversité spatiale) et/ou si le système sur-échantillonne les données à la réception et que la présence des retours de décision n'est pas essentielle au bon fonctionnement du récepteur proposé. L'originalité de cette proposition est le pré-traitement effectué par le bloc Signature effectuant l'adaptation des codes signatures suivi d'un bloc Détection des usagers effectuant la détection. Cette configuration rend possible l'utilisation de toutes les classes de MUD citées au chapitre 2. Le rôle de l'adaptation de la signature est d'atténuer les interférences MAI et ISI.

Ainsi, les signaux transmis par le bloc Signature au bloc Détection possèdent moins d'interférences MAI et ISI. De cette façon, le bloc Détection donnera de meilleures performances. Le bloc détection, pour sa part, permet d'annuler les interférences MAI et ISI résiduelles laissées par le bloc Signature. Le bloc Détection admet comme entrée l'ensemble des signaux de tous les usagers et des données précédentes et suivantes issues du bloc Signature. La dimension des paramètres du bloc de Détection dépend des caractéristiques du canal et plus particulièrement de T_M (la dispersion des retards).

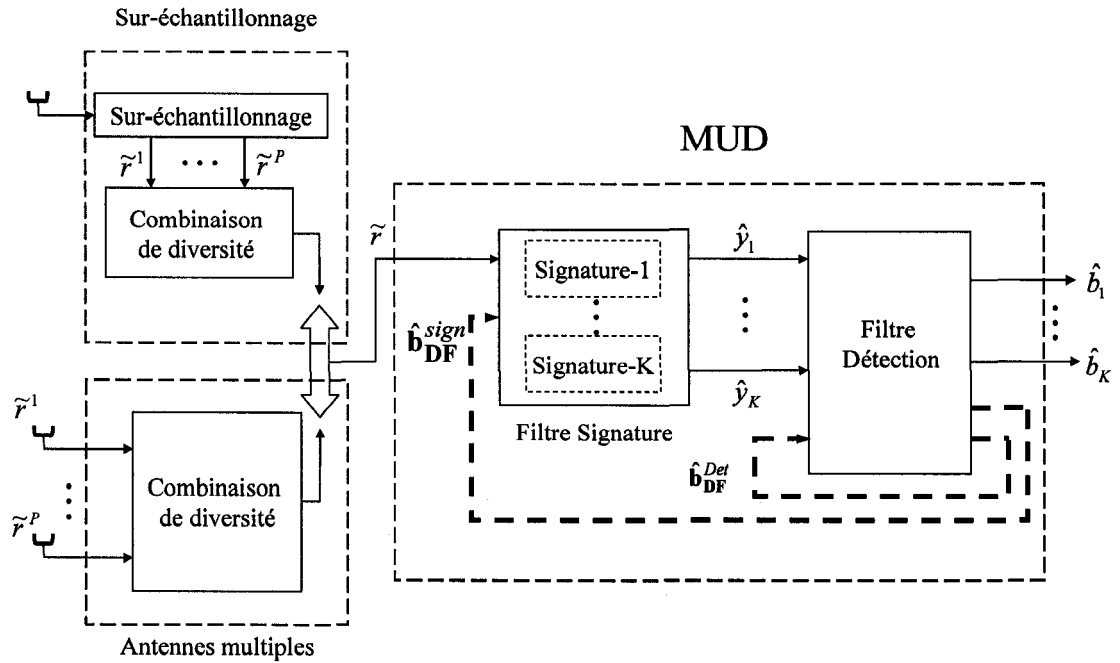


Figure 3.1 Méthode FC-MUD proposée.

De plus, nous proposons d'alimenter les deux blocs (Signature et Détection) par des données estimées et ainsi réaliser une poursuite en décision dirigée (DD – *Decision Directed*) rendant l'ensemble plus performant à la poursuite des variations du canal.

Les apports d'une telle structure sont l'amélioration de la qualité de réception en comparaison avec un système ne contenant que le bloc Signature (MMSE adaptatif). De plus, la structure proposée permet de minimiser les dimensions du filtre du bloc Signature en laissant au bloc Détection le soin de réduire d'avantage les MAI et les ISI. Sachant que le bloc Signature travaille à la vitesse du *chip*, cette réduction permet un gain appréciable dans la réduction de la complexité (section 5.4).

Les algorithmes utilisés pour l'estimation des données transmises et l'adaptation des paramètres des deux blocs peuvent être utilisés avec des méthodes linéaires ou non

linéaires, adaptatives ou autodidactes (*blind*), ou aussi dans des versions mixtes spécialement conçues pour répondre aux besoins de la 3G. Les sections suivantes traitent des exemples de chacune des versions possibles sans se limiter à celles-ci.

3.2 Structure linéaire adaptative

3.2.1 Adaptation de la signature

Cette partie du récepteur, présentée à la figure 3.2, permet l'adaptation des signatures des usagers sans connaissance au préalable des codes pseudo-aléatoires. Pour se faire, on détermine les poids du vecteur feedforward $\hat{\mathbf{w}}_k(n)$ ($\dim(\hat{\mathbf{w}}_k(n)) = N_f \times 1$) et le vecteur de rétroaction $\hat{\mathbf{w}}_{DF_k}(n)$ ($\dim(\hat{\mathbf{w}}_{DF_k}(n)) = KM_{DF} \times 1$) par une adaptation supervisée. Plusieurs techniques d'adaptation peuvent être appliquées, des moindres carrés récurrents et non récurrents (*LMS*, *RLS* ...), filtre de *Kalman*, etc.

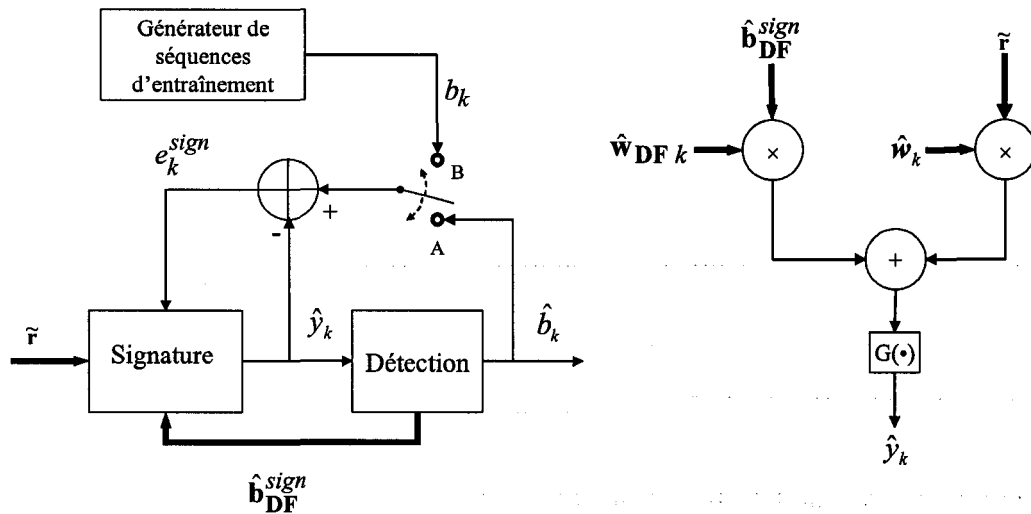


Figure 3.2 Structure linéaire du bloc Signature de l'utilisateur k .

Pour le reste de ce travail, nous adoptons la méthode des moindres carrées (LMS-*Least-Mean-Square*) comme technique d'adaptation pour faciliter la mise en œuvre. Ainsi, nous pouvons écrire la sortie du $k^{\text{ème}}$ bloc signature comme suit :

$$\hat{y}_k(n) = G \left[\hat{\mathbf{w}}_k(n)^H \tilde{\mathbf{r}}(n) + \hat{\mathbf{w}}_{\text{DF}_k}(n)^H \hat{\mathbf{b}}_{\text{DF}}(n) \right] \quad (3.1)$$

L'exposant H représente l'opérateur Hermitien, et le vecteur de décision en rétroaction est :

$$\hat{\mathbf{b}}_{\text{DF}}^{\text{sign}}(n) = \begin{bmatrix} \hat{b}_1(n-1) & \dots & \hat{b}_1(n-M_{\text{DF}}) & \dots \\ \hat{b}_2(n-1) & \dots & \hat{b}_2(n-M_{\text{DF}}) & \dots \\ \vdots & & \vdots & \\ \hat{b}_K(n-1) & \dots & \hat{b}_K(n-M_{\text{DF}}) \end{bmatrix}^T \quad (3.2)$$

avec $\dim(\hat{\mathbf{b}}_{\text{DF}}^{\text{sign}}(n)) = M_{\text{DF}} K \times 1$, où M_{DF} représente l'ordre de rétroaction et dépend du canal et de la longueur des signatures des usagers.

Les poids peuvent être mis à jours grâce aux quatre équations ci-dessous :

$$e_k^{\text{sign}}(n) = b_k(n) - \hat{y}_k(n) \quad (3.3)$$

$$\hat{\mathbf{w}}_{\text{T}_k}(n) = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{w}}_k(n) \\ \hat{\mathbf{w}}_{\text{DF}_k}(n) \end{bmatrix}, \quad \dim(\hat{\mathbf{w}}_{\text{T}_k}(n)) = (N_f + KM_{\text{DF}}) \times 1 \quad (3.4)$$

$$\tilde{\mathbf{r}}_{\text{T}}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}(n) \\ \hat{\mathbf{b}}_{\text{DF}}^{\text{sign}}(n) \end{bmatrix}, \quad \dim(\tilde{\mathbf{r}}_{\text{T}}(n)) = (N_f + KM_{\text{DF}}) \times 1 \quad (3.5)$$

$$\hat{\mathbf{w}}_{\text{T}_k}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_{\text{T}_k}(n) + \mu \tilde{\mathbf{r}}_{\text{T}}(n) e_k^{\text{sign}}(n)^* \quad (3.6)$$

où $*$ représente la valeur complexe conjuguée.

3.2.2 Adaptation du bloc de détection

Le but du bloc de détection, présenté à la figure 3.3, est d'éliminer les MAI et les ISI à partir des signaux de tous les usagers. Contrairement au premier bloc (Signature), qui peut être utilisé dans la station mobile ou la station de base, ce bloc est exclusif à la station de base. En effet, l'intérêt de ce bloc est de détecter l'information exclusive à chaque usager (pour un ensemble d'usagers), il est de ce fait d'aucun intérêt en présence d'un seul usager comme c'est le cas de l'unité mobile.

Les équations qui suivent présentent l'algorithme avec une adaptation LMS normalisée NLMS. Pour se faire, définissons le vecteur de poids $\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{T}_k}(n)$:

$$\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{T}_k}(n) = [\hat{\mathbf{v}}_{1k}^T(n) \cdots \hat{\mathbf{v}}_{kk}^T(n) \cdots \hat{\mathbf{v}}_{Kk}^T(n) \hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{DF}k}^T(n)]^T \quad (3.7)$$

où $\dim(\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{T}_k}(n)) = K(R + N_{DF}) \times 1$ avec $\dim(\hat{\mathbf{v}}_{ik}(n)) = R \times 1$ pour $i = 1, 2, \dots, K$ et $\dim(\hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{DF}k}(n)) = KN_{DF} \times 1$. Nous pouvons alors, exprimer la sortie du $k^{ème}$ bloc Détection comme suit :

$$\hat{o}_k(n) = \hat{\mathbf{v}}_{\mathbf{T}_k}(n)^H \hat{\mathbf{y}}_{\mathbf{T}}(n) \quad (3.8)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_{\mathbf{T}}(n) = [\hat{\mathbf{y}}_1^T(n) \cdots \hat{\mathbf{y}}_k^T(n) \cdots \hat{\mathbf{y}}_K^T(n) \hat{\mathbf{s}}_{\mathbf{DF}}^{DetT}(n)]^T \quad (3.9)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_k(n) = [\hat{y}_k(n) \cdots \hat{y}_k(n-R)]^T \text{ pour } k = 1, 2, \dots, K \quad (3.10)$$

$$\hat{\mathbf{b}}_{\mathbf{DF}}^{Det}(n) = [\hat{b}_1(n-1) \cdots \hat{b}_1(n-N_{DF}) \cdots \hat{b}_K(n-1) \cdots \hat{b}_K(n-N_{DF})]^T \quad (3.11)$$

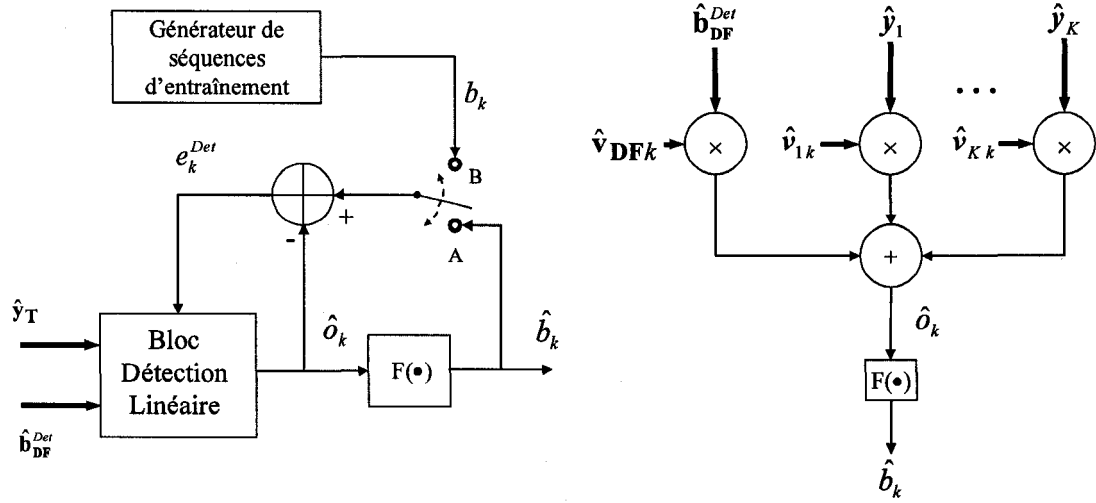


Figure 3.3 Structure linéaire du bloc Détection de l'utilisateur k.

Les poids sont mis à jour grâce aux équations suivantes :

$$e_k^{Det}(n) = b_k(n) - \hat{o}_k(n) \quad (3.12)$$

$$\hat{v}_{Tk}(n+1) = \hat{v}_{Tk}(n) + \mu \hat{y}_T(n) e_k^{Det}(n)^* \quad (3.13)$$

Et la donnée estimée devient :

$$\hat{b}_k(n) = F(\hat{o}_k(n)) \quad (3.14)$$

où $F(\bullet)$ est une fonction de décision sur les symboles.

3.3 Structure autodidacte

La structure décrite dans la section précédente définit un mode d'adaptation des coefficients de la technique FC-MUD proposée à partir de la connaissance d'une séquence d'apprentissage envoyée par la source et conçue spécialement à cet effet. En absence d'une

telle séquence, entre autre pour éviter la perte d'une partie de la bande passante, nous pouvons définir une version du FC-MUD appelée autodidacte (*blind*).

La structure *blind* permet d'adapter les paramètres de la technique directement à partir des sorties des deux blocs (signature et détection) comme le montre la figure 3.4. Le principe le plus répandu dans les systèmes *Blind* repose sur le critère de minimisation de l'énergie de sortie (MOE : *Minimum Output Energy*).

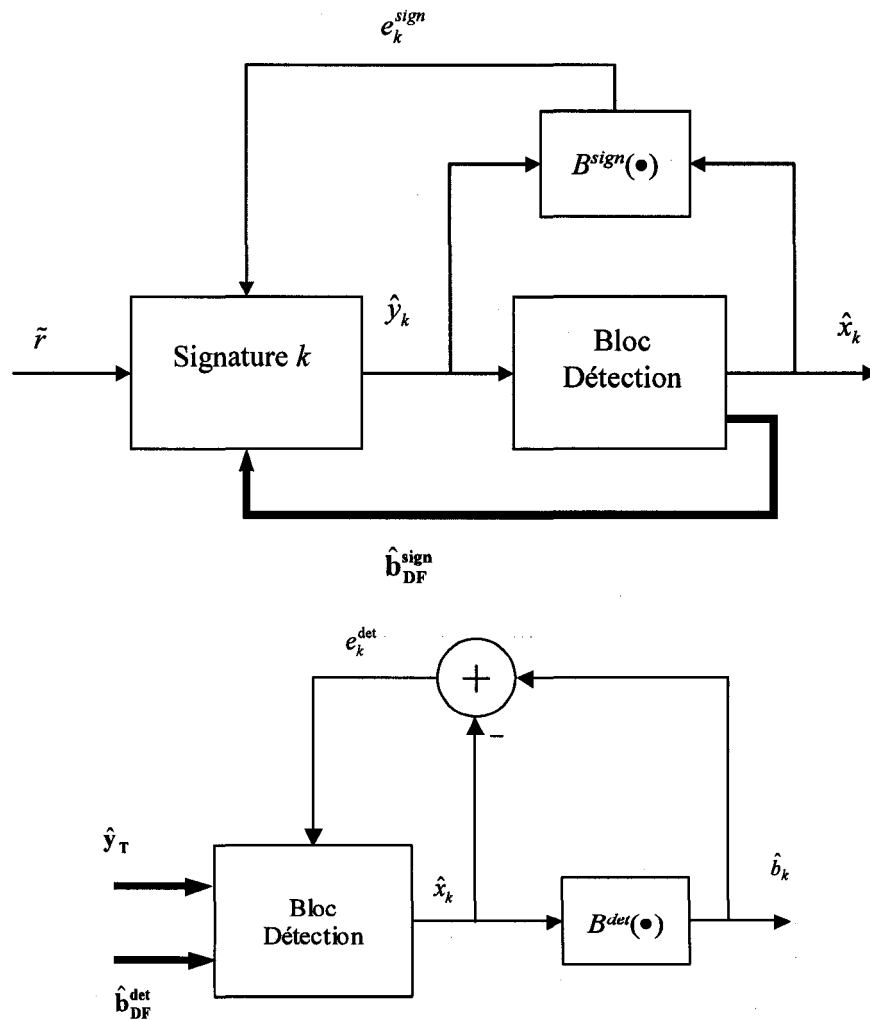


Figure 3.4 Structure *blind* de FC-MUD de l'utilisateur k.

Le but dans notre application est de minimiser les erreurs e_k^{sign} et e_k^{det} . Cette version est applicable sachant que la station de base connaît les codes d'étalement des différents usagers. Nous pouvons aussi utiliser des versions améliorées des algorithmes *Blind* au détriment d'une augmentation de la complexité globale du détecteur. Toutefois, l'utilisation des détecteurs *blind* est déconseillée pour assurer une stabilité du détecteur. En effet, il est toujours préférable de placer le détecteur dans un environnement de démarrage (startup) à partir d'une version adaptative de continuer par une version *blind* pour assurer la poursuite (tracking).

3.4 Structure d'adaptation mixte

Pour éviter les inconvénients de la structure *blind* et sachant que le standard 3GPP pour les systèmes cellulaires de 3G ne donne pas accès à des données d'apprentissage, nous proposons le principe de la figure 3.5, pour assurer l'adaptation des paramètres du détecteur FC-MUD en générant localement des données d'apprentissage pour fin d'adaptation seulement sans que la source ait besoin de les envoyer. Les commutateurs K^{1-1} et K^{1-2} sont à la position 1 pour la phase d'adaptation et dans la position 2 pour la phase de détection.

Nous avons nommé la structure, de la figure 3.5, une adaptation mixte. Elle repose sur l'estimation des paramètres du canal de communication (structure indirecte) pour générer des données d'apprentissage du FC-MUD et ainsi adapter (structure directe) les coefficients des filtres. L'algorithme du MUD n'utilise pas directement la connaissance des paramètres du canal dans la détermination des coefficients des filtres (comme c'est le cas pour les

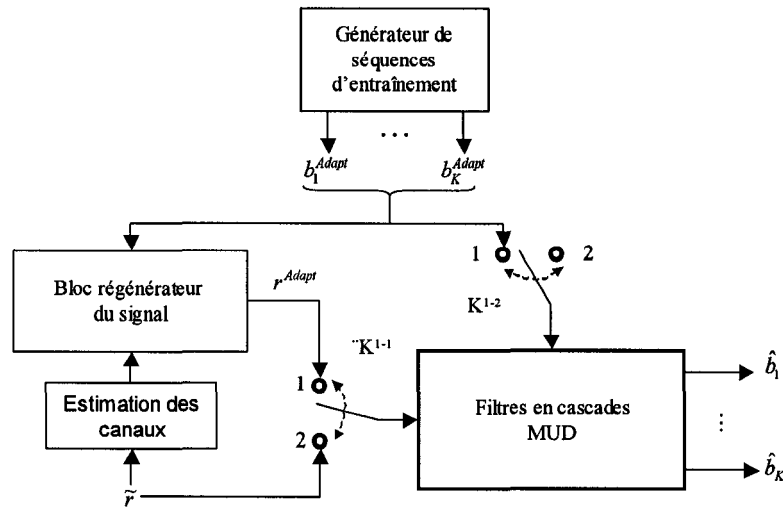


Figure 3.5 Structure mixte du FC-MUD de l'utilisateur k.

méthodes indirectes citées dans le chapitre précédent). Ceci procure une possibilité d'application des récepteurs MUD directs dans le système de la 3G.

Non seulement cette technique est applicable au récepteur MUD proposé mais elle permet aussi de proposer des structures adaptatives des MUD basées sur le MMSE sans inversion de matrice. Nous nous concentrons à définir cette structure mixte pour le FC-MUD. Par contre, dans le chapitre 5, nous exposerons les résultats de simulation de ce procédé mais appliqué aux structures MMSE.

La version mixte du FC-MUD est composée de plusieurs blocs périphériques nécessaires pour assurer la phase d'adaptation, c'est-à-dire, de la mise à jour des paramètres du MUD proposé.

Nous pouvons citer le bloc estimation du canal, le bloc générateur de séquence d'entraînement et un bloc régénérateur du signal. À partir du signal reçu \tilde{r} , nous appliquons un estimateur de canal pour déterminer les gains et les délais de ce dernier.

Sachant que toutes les techniques auxquelles nous comparons les résultats de simulations sont des techniques indirectes où l'estimation du canal est obligatoire, nous utiliserons la connaissance parfaite du canal ou une estimation à base du corrélateur [PET95].

La séquence de symboles fictifs générée pour l'adaptation est utilisée pour assurer une structure adaptative telle que décrite dans la section 3.2. Cette séquence peut être générée aléatoirement ou peut être constituée d'une séquence préétablie spécialement conçue pour assurer une vitesse d'adaptation rapide. À partir de la connaissance des paramètres du canal et de la séquence de symboles pour tous les usagers d'une même cellule, nous pouvons constituer le signal r^{Adapt} grâce au bloc régénérateur du signal illustré dans la figure 3.6. Dans ce bloc, chaque symbole des différents usagers est étalé par sa propre signature. Par la suite, une convolution du signal obtenu par le canal de communication estimé de chacun des usagers est faite. Le signal r^{Adapt} constitue la sommation de tous les signaux convolués des différents usagers pour simuler le passage des bits d'entraînement transmis dans les canaux estimés. Cette approche apporte la connaissance de la séquence des symboles des usagers pour assurer l'adaptation des paramètres du récepteur FC-MUD.

Lorsque la phase d'adaptation est terminée, il est possible de maintenir la poursuite (*tracking*) en utilisant les données détectées donnant lieu à un MUD à décision dirigée (DD : *Decision Directed*). Une telle structure permet de réduire la fréquence de mise à jour des coefficients du canal et par la même occasion, de réduire la complexité de la phase d'adaptation.

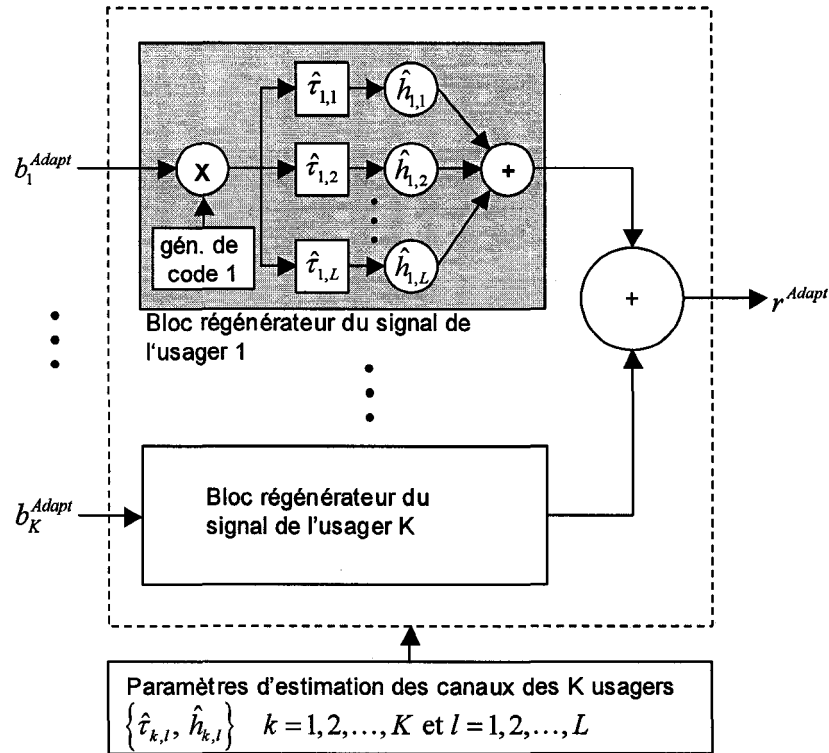


Figure 3.6 Description du bloc régénérateur du signal.

Cependant, une légère augmentation de la complexité de la phase de détection est observée. Ainsi, il s'agit de trouver un compromis entre performance et complexité de l'ensemble du détecteur mixte pour les systèmes cellulaires de 3G.

3.5 Autres structures de la méthode proposée

3.5.1 Structure non linéaire

Dans la structure non linéaire, les blocs Signatures et Détections linéaires de la section précédente peuvent être remplacés par des structures non linéaires. Les réseaux de neurones avec rétroaction de la décision (DFNN – *Decision Feedback Neural Network*) dont la structure est représentée à la figure 3.7 [DAH00] peuvent être utilisés. Ce genre de

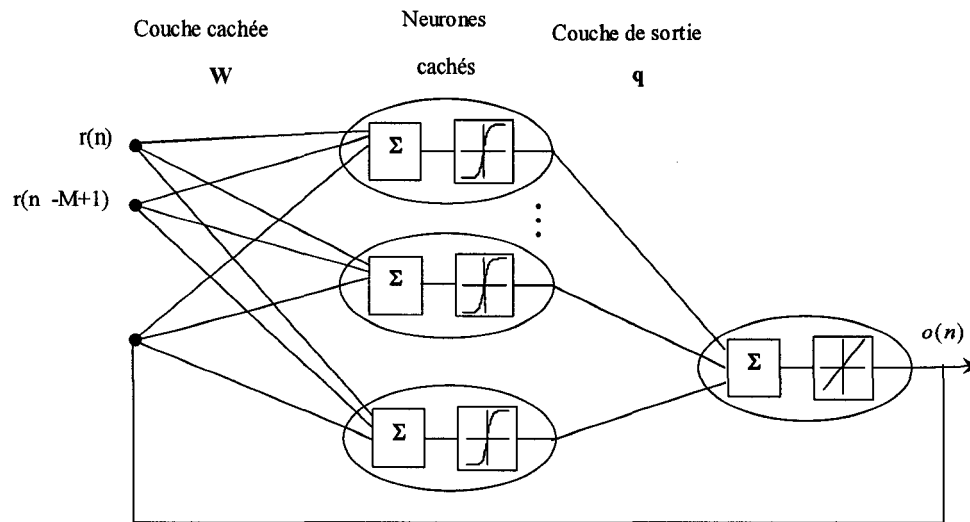


Figure 3.7 Schéma du réseau de neurone proposé.

récepteur peut devenir indispensable dans le cas de canaux non linéaires dus aux amplificateurs de puissance à l'émission. Le choix des réseaux de neurones est motivé par les qualités suivantes :

- la propriété d'adaptation qui aide le récepteur à poursuivre plus efficacement les variations du canal de communication,
- les fonctions de décision non linéaires qui permet au récepteur d'approximer n'importe quelle fonction,
- une meilleure robustesse à la quantification,
- et la nature cyclostationnaire des MAI que le récepteur doit estimer pour annuler.

L'algorithme d'adaptation est l'aspect le plus délicat dans l'application des réseaux de neurones. C'est le processus d'apprentissage des paramètres de connexion pour minimiser une fonction de perte à partir d'un vecteur d'entrée. La capacité de réaliser des tâches complexes dépend des règles d'apprentissage pour modifier quelques aspects de leur

structure. L'algorithme le plus populaire est la rétro-propagation (*back-propagation*) et qui fût appliqué avec de bonnes performances aux systèmes DS-CDMA [IBN00].

3.5.2 Structure avec égaliseur

Dans cette structure, illustré dans la figure 3.8.a, le bloc signature est scindé en deux. Un premier bloc représentant un égaliseur permet un pré-filtrage des ISI et MAI pour améliorer la qualité du signal à l'entrée du bloc signature et ainsi faciliter la tâche de ce dernier. Il est à noter, que nous pouvons même remplacer le bloc signature par un simple désétaleur en imposant les coefficients du filtre égaux au code signature de l'utilisateur d'intérêt comme l'indique la figure 3.8.b.

3.5.3 Structure à bloc détection à étages multiples

Comme dans le cas du MPIC et MSIC, il est possible de penser à une structure de notre MUD proposé qui soit à étages multiples. Pour ce faire, il suffit d'appliquer à la sortie du bloc détection, un autre bloc exactement similaire à ce dernier et dont le but est de diminuer encore d'avantage les interférences MAI et ISI.

3.6 Structures fractionnaires

On peut parler de diversité spatiale ou de diversité d'antennes, lorsqu'on utilise plus d'une antenne à l'émission ou à la réception. Cette technique permet de pallier les effets des évanouissements à court terme. Si, à un instant donné, la puissance du signal transmis par une antenne peut devenir très faible, elle peut rester constante lorsque le même signal est

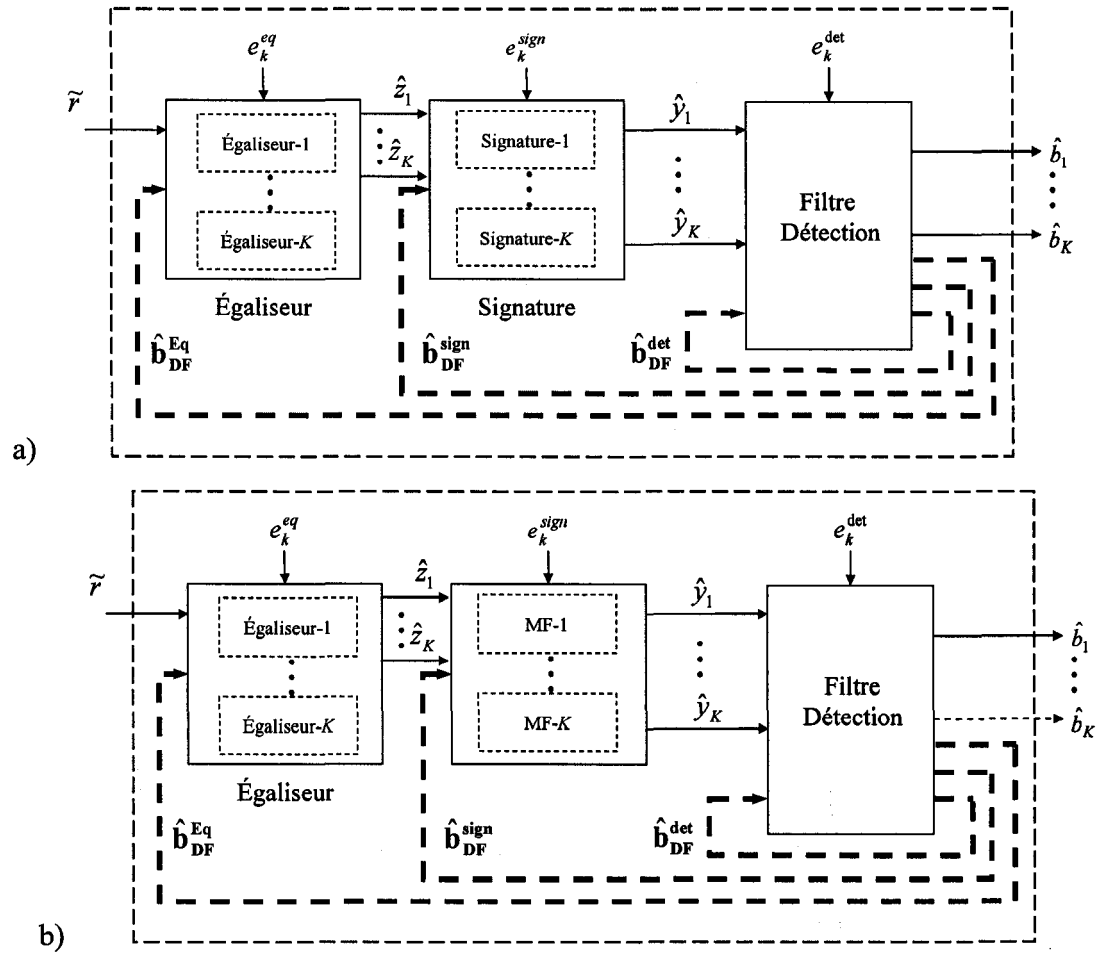


Figure 3.8 Structure avec égaliseur a) avec bloc signature, b) absence du bloc signature.

transmis par d'autres antennes. La diversité spatiale consiste précisément dans le fait de mettre à profit ces disparités ; à condition toutefois de décorréler les différentes antennes.

On peut aussi obtenir de la diversité, système fractionnaire, en sur-échantillonnant le signal de réception. Il est cependant difficile dans ce cas d'assurer la décorrélation entre les versions du signal sur-échantillonné. Par ce fait, nous nous concentrons sur la diversité spatiale.

Les antennes doivent être séparées d'une distance plusieurs fois supérieure à la longueur d'onde λ (typiquement 10λ) afin que les signaux émis/reçus sur chaque antenne soient le plus décorrélés possible. Par exemple, dans le réseau d'accès radio utilisant la technologie 3G où la fréquence porteuse est approximativement de $f_c = 2 \cdot 10^9 \text{ Hz}$, la longueur d'onde est $\lambda = 0.15 \text{ m}$. Ce qui implique que les antennes doivent être séparées d'une valeur supérieure à 1.5 m . Il n'est donc pas possible d'intégrer ces antennes directement dans le terminal mobile. Par ailleurs, il est possible de décorréler deux antennes par des polarisations orthogonales [HOL01]. Elles n'ont pas besoin d'être séparées spatialement et peuvent être installées directement sur le terminal mobile (cas non considéré actuellement dans les spécifications de l'UMTS). Nous nous concentrons ainsi sur la diversité à la réception pour la liaison montante qui fait l'objet de cette étude.

Dans un système CDMA, la diversité d'antennes en réception peut être considérée comme un moyen d'accroître la diversité des trajets lorsque l'on utilise un Rake comme illustré à la figure 3.9.

Toutefois, ce principe peut être appliqué à tous les récepteurs cités dans cette thèse. Ainsi, la complexité de tous les récepteurs fractionnaires croît linéairement avec le nombre d'antennes à la réception.

En prenant comme exemple le MPIC, il est possible de maintenir la complexité à bas niveau en combinant la diversité des antennes au niveau du Rake. Cependant, les performances sont largement inférieures à celle escomptées avec le déploiement de la diversité spatiale. Il est donc indispensable de maintenir le principe d'un récepteur MPIC

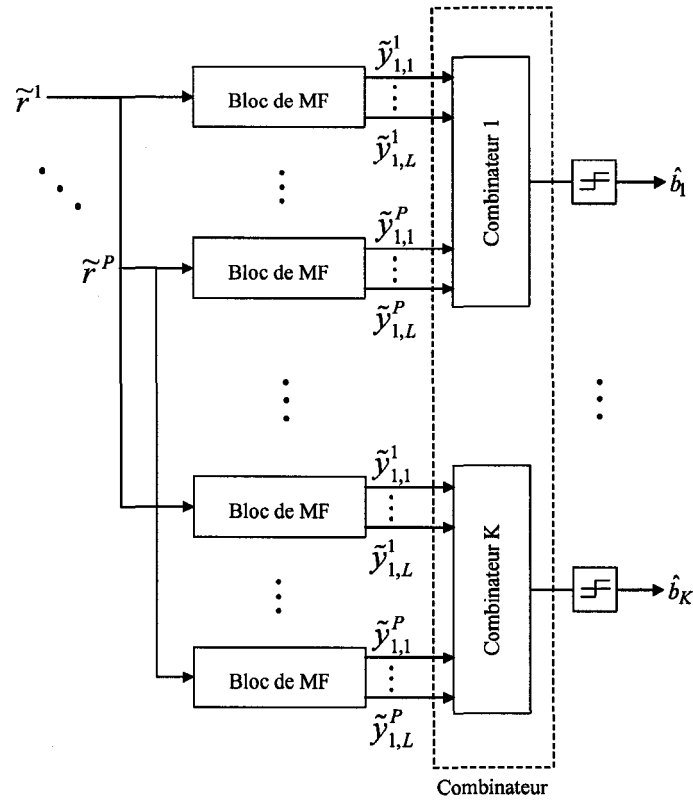


Figure 3.9 Principe de la diversité d'antenne à la réception de la BTS pour un Rake.

par antenne et faire la combinaison de diversité à la sortie de chaque récepteur pour jouir d'un maximum de performances.

La classe d'algorithmes proposée dans cette thèse permet une multitude de combinaison pour traiter les cas fractionnaires. En plus de la version où le FC-MUD est répété autant de fois qu'il y a d'antennes et de combiner le résultat avec le combinateur comme le montre la figure 3.10, nous pouvons laisser cette dernière tâche aux blocs de Détection. Comme le schématise la figure 3.11, les blocs de Détection combinent les différents signaux de sortie des blocs Signatures et réalisent ainsi la combinaison d'une manière adaptative. Cette

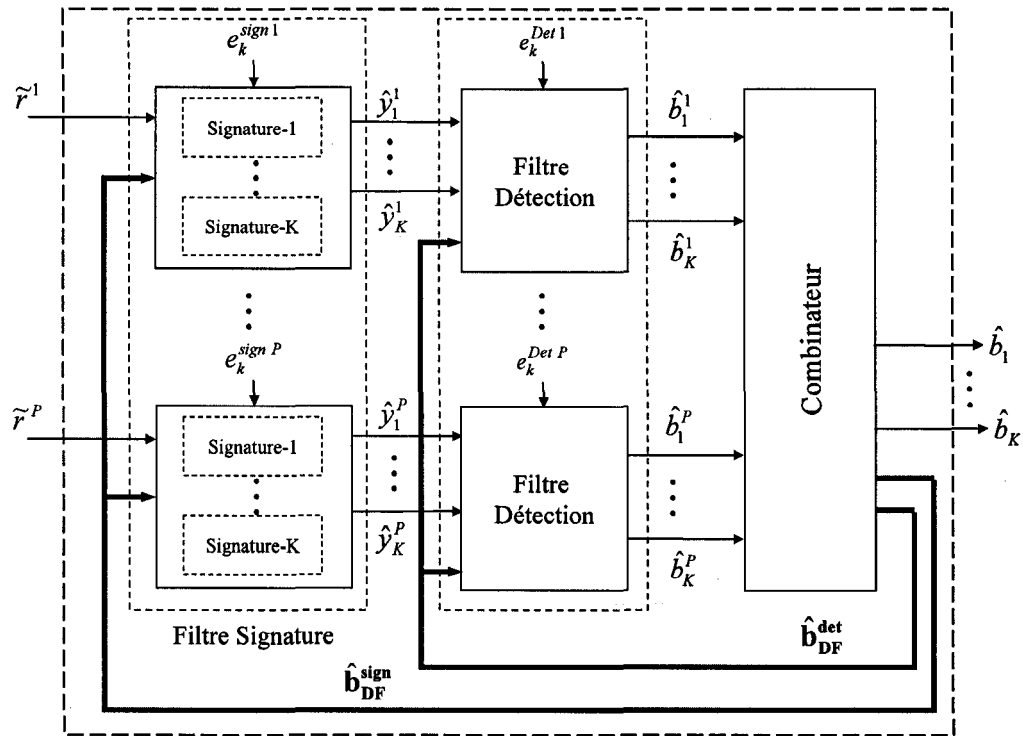


Figure 3.10 Principe de la diversité d'antenne à la réception de la BTS pour un Rake.

structure présente sensiblement la même complexité que lors de l'utilisation d'un combineur.

Toujours avec notre classe d'algorithmes, il est possible de réduire la complexité en adoptant des schémas différents de celui proposé dans la figure 3.10 où nous devons utiliser autant de récepteurs que d'antennes de réception. Le schéma proposé consiste à combiner les informations des différentes antennes à la sortie des blocs Signatures comme illustré à la figure 3.11. Ceci permet de réduire la complexité du bloc Détection de moitié par rapport aux schémas précédents. Toujours en gardant une complexité sensiblement la même que dans la figure 3.12, nous proposons de combiner les informations issues des différentes antennes de manière adaptative comme le montre la figure 3.13 et ainsi remplacer d'une

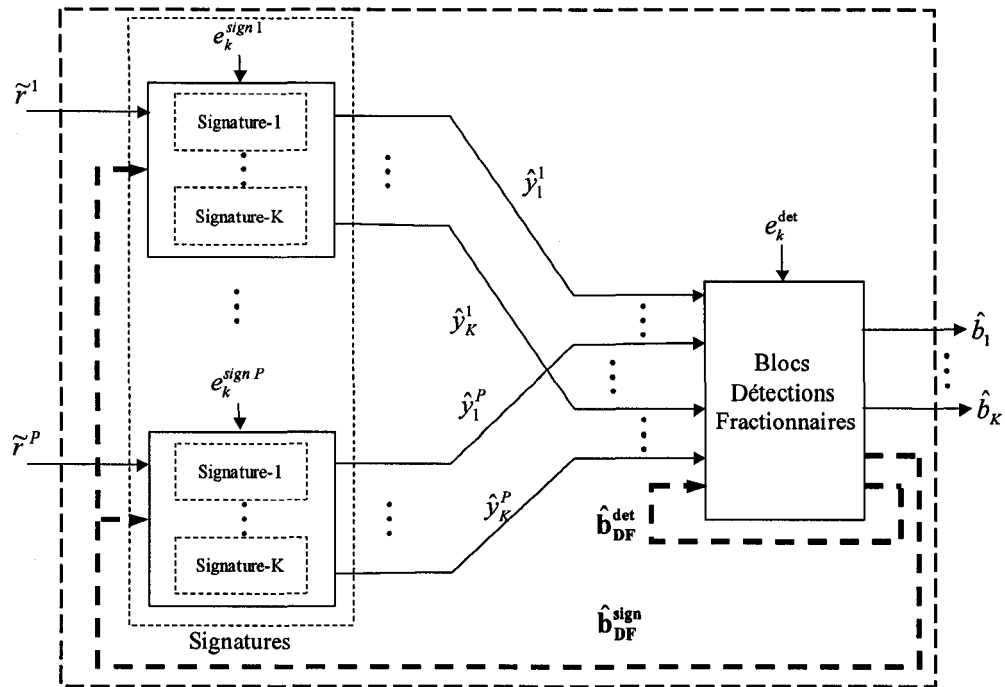


Figure 3.11 Combinaison de la diversité au niveau des blocs Détections.

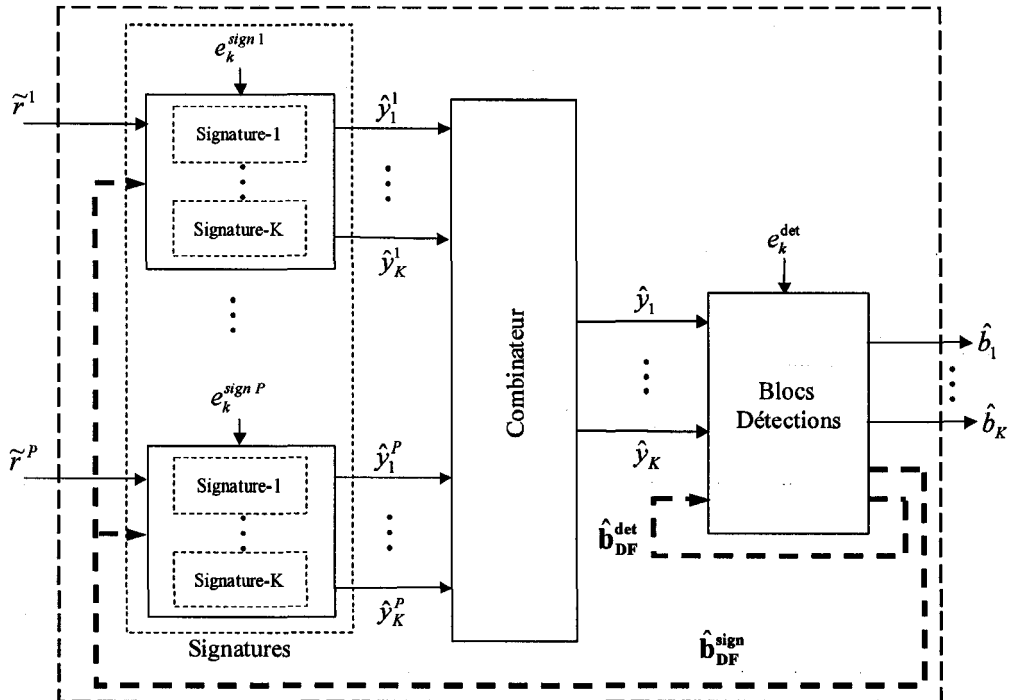


Figure 3.12 Combinaison de la diversité à la sortie des blocs Signatures.

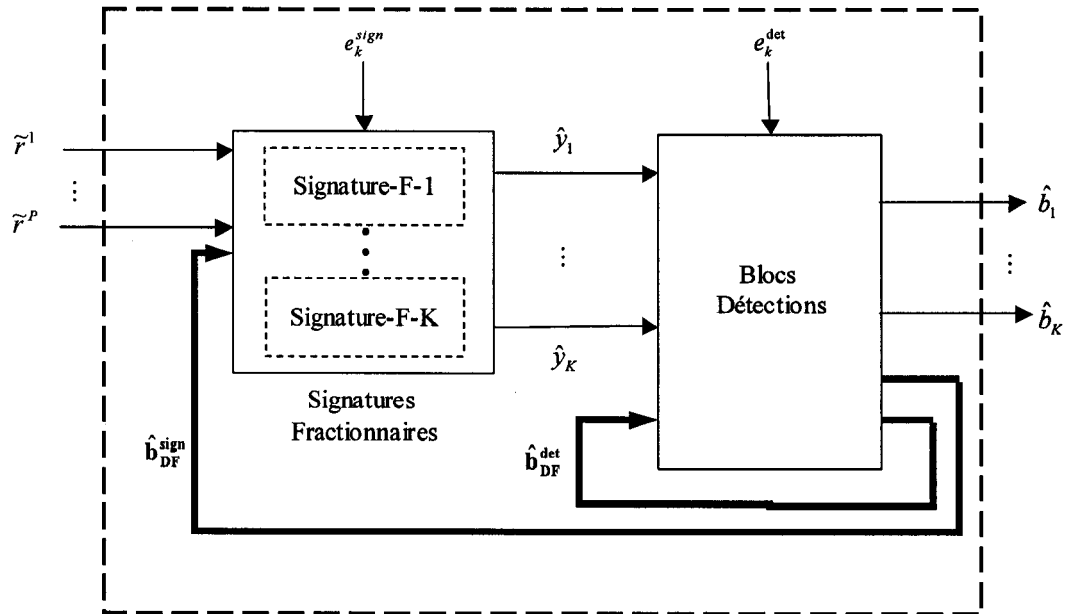


Figure 3.13 Combinaison de la diversité au niveau des blocs Signatures.

façon plus adéquate le bloc combinateur qui dépend des puissances des antennes. Dans tous les schémas que nous proposons, l'utilisation du retour de décision n'est pas essentielle au bon fonctionnement de ces architectures.

En effet, nous avons démontré dans [DAH00] que la structure adaptative présente de meilleures performances. En effet, les filtres adaptatifs sont munis de deux fois plus d'information pour assurer la convergence.

3.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter la classe d'algorithmes proposée pour la réception des systèmes DS-CDMA. Plusieurs structures ont été présentées pour répondre à des besoins bien identifiés selon la situation pratique dans laquelle nous nous retrouvons. De plus, nous avons pu constater que le passage à une structure fractionnaire était simple et

que nous pouvons diminuer la complexité par rapport à d'autres techniques existantes. Nous allons valider le cœur de la proposition qui se décrit par son schéma le plus simple, c'est-à-dire, Signature linéaire et Détection linéaire. La version DF (*Decision Feedback*) de notre proposition (figure 3.1) ne sera pas évaluée au cours de cette étude dû à une contrainte de parallélisme posée par la dépendance des données qui sera détaillée à la section 5.4.1. Dans l'hypothèse que les performances attendues ne sont pas atteintes, nous devrons évaluer les autres structures proposées sachant qu'en définitif, la complexité va accroître.

Avant de passer aux différentes simulations réalisées, nous traitons dans le chapitre suivant les différents aspects de la norme UTRA tels que définis dans le standard 3GPP. Ce chapitre est essentiel à la compréhension d'une partie des simulations présentées dans le chapitre 5, des composantes de la plate-forme Monark© qui a été réalisée et aussi la comparaison en terme de complexité lors de mise en œuvre en technologie VLSI.

Chapitre 4

Couche physique du WCDMA - FDD

Les protocoles radio décrivent l'interface entre un terminal mobile et le réseau d'accès radio du système UMTS. On distingue sur cette interface radio trois couches principales de protocole soient la couche physique (couche 1), la couche de liaison donnée (couche 2) et la couche de contrôle des ressources radios (RRC : *Radio Resource Control*). Dans ce travail, nous nous intéressons uniquement à la couche physique pour la liaison montante dont les principaux aspects ont été implantés dans une plate-forme de test qui nous permettra de mener une série de simulations pour évaluer les détecteurs à usagers multiples. La section 4.1 sera consacrée à la typologie et à la description des canaux logiques nécessaires pour la compréhension des canaux physiques. Elle sera suivie par une description du contrôle de puissance employé dans la 3G. Par après, nous décrirons en détails les composants de la plate-forme telle que dictée par le standard 3GPP dans la section 4.3. Étant donné son importance, nous consacrerons la section 4.4 à la description de la modulation et l'étalement utilisé dans le WCDMA-FDD. Et nous finirons par une conclusion.

4.1 Description des canaux de l'UTRA-FDD

Le concept de canal se décline sur l'interface radio UMTS en trois types différents soient les canaux logiques, les canaux de transport et les canaux physiques. Chacun de ces types de canaux décrits ci-dessous comprend un ensemble de canaux spécifiques à la variante UTRA-FDD de l'interface d'accès UMTS [3GPP][TOS02].

4.1.1 Les canaux logiques

Un canal logique est défini par le type d'information transportée. On peut distinguer deux classes de canaux logiques : ceux de contrôle et ceux de trafic. Les canaux logiques de contrôle sont utilisés pour le transfert des informations dans le plan de signalisation. Quatre types de canaux logiques de contrôle sont spécifiés par le standard 3GPP :

- **BCCH (*Broadcast Control Channel*)**: canal unidirectionnel sur la voie descendante transportant les informations système diffusées dans une cellule.
- **PCCH (*Paging Control Channel*)**: canal unidirectionnel sur la voie descendante transportant les informations de *paging* ou de notification.
- **CCCH (*Common Control Channel*)**: canal commun bidirectionnel transportant des informations de signalisation.
- **DCCH (*Dedicated Control Channel*)**: canal dédié bidirectionnel transportant des informations de signalisation.

Les canaux logiques de trafic sont utilisés pour le transfert de l'information. Deux types de canaux (DTCH et CTCH) sont spécifiés dans le protocole :

- DTCH (*Dedicated Traffic Channel*): canal dédié transportant les données utilisateur.
- CTCH (*Common Traffic Channel*): canal commun de trafic transportant les messages destinés à la sous-couche BMC (*Broadcast/Multicast Control*) de la couche 2.

4.1.2 Les canaux de transport

Un canal de transport est un service offert par la couche physique à la sous-couche MAC (*Medium Access Control*) de la couche 2 pour le transfert d'information. Il est unidirectionnel et défini par la manière et les caractéristiques avec lesquelles les données sont transférées sur l'interface radio. Les canaux de transport peuvent être classés en trois catégories : communs, partagés et dédiés. Avant de décrire les différentes catégories de canaux de transport, il est important de définir quelques concepts de base utilisés pour caractériser les canaux de transport et qui ont aidé à l'élaboration de la plate-forme de simulation Monark©.

Parmi les attributs de transfert sur un canal de transport, on retrouve le format de transport (*Transport Format*). Ce dernier représente le format d'échange de données entre les couches physiques et MAC sur un canal de transport donné pendant un intervalle de temps appelé TTI (*Transmission Time Interval*). Il comprend une partie dynamique

modifiable de manière autonome par l'émetteur aux rythmes des TTI et une partie semi-statique qui ne peut être changée que par configuration du canal. Un ensemble de formats de transport (TFS - *Transport Format Set*) peut être associé à un canal de transport. Pour un TFS donné, les parties semi-statiques sont identiques, tandis que les parties dynamiques sont différentes. De plus, lorsque plusieurs canaux de transport d'un utilisateur sont actifs simultanément, une combinaison de formats de transport TFC (*Transport Format Combination*) est sélectionnée sur chaque TTI sur un ensemble de TFC autorisé (*Transport Format Combination Set*). Dans le cas où les TTI des différents canaux de transport seraient différents, la sélection de TFC se fait sur le plus petit des TTI. Pour le mode UTRA-FDD, la partie dynamique d'un format de transport se compose des attributs suivants :

- la taille du bloc de transport TB (*Transport Block*) qui représente la plus petite unité d'échange sur le canal de transport,
- la taille du nombre total de blocs (de même taille) de transport TBS (*Transport Block Set*) pouvant être transféré pendant un TTI sur le canal de transport.

La partie semi-statique, pour sa part, se compose des attributs suivants :

- la valeur du TTI (10, 20, 40, 80ms),
- le type de codage canal (codage convolutionnel, turbo ou absence de codage),
- le taux de redondance appliqué pour le codage canal (*code rate* : 1/2 ou 1/3),

- l'adaptation de débit (*Rate Matching*),
- la taille du CRC (*Cyclic Redundancy Check* : 0, 8, 12, 16, 24).

Les canaux de transport communs sont des canaux point-à-multipoint unidirectionnels utilisés pour le transfert d'information d'un ou plusieurs mobiles (UE : *User Equipment*).

On distingue cinq canaux (BCH, PCH, RACH, CPCH et FACH) :

- BCH (*Broadcast Channel*): utilisé uniquement sur la voie descendante pour le transport des informations système diffusées dans une cellule. Il est caractérisé par des paramètres de transfert qui sont statiques : un format de transport unique avec un TBS constitué d'un seul bloc de transport de taille égale à 246 bits, une seule taille de CRC égale à 16 bits, un TTI de 20 ms et un codage canal convolutionnel avec un taux de redondance de 1/2.
- PCH (*Paging Channel*): utilisé uniquement sur la voie descendante pour le transport des messages de *paging* et de notification dans une cellule. Il utilise un TTI de 10 ms et un codage canal convolutionnel avec un taux de redondance de 1/2. Il n'y a pas de restriction particulière sur la taille et le nombre des blocs de transport pour le PCH.
- RACH (*Random Access Channel*): canal à accès aléatoire utilisé uniquement sur la voie montante pour le transport de petites quantités de données. En plus de la demande d'accès initial au réseau, il est utilisé pour le transport de paquets de contrôle ou de trafic non temps réel. La seule restriction sur les paramètres de

transfert de ce canal porte sur le TTI qui ne peut prendre que les valeurs 10 et 20 ms.

- CPCH (*Common Packet Channel*): canal à accès aléatoire utilisé uniquement sur la voie montante et presque similaire au RACH. Les principales différences résident dans le fait que le CPCH ne peut être utilisé qu'en mode connecté et permet le transport de quantités de données importantes.
- FACH (*Forward Access Channel*): utilisé uniquement sur la voie descendante, il sert à transporter de petites quantités de données usager ou de signalisation.

Le DSCH (*Downlink Shared Channel*) est l'unique canal partagé spécifié dans la norme. C'est un canal utilisé uniquement sur la voie descendante en association avec un ou plusieurs canaux dédiés. Il est partagé dynamiquement par différents usagers et transporte des données de contrôle ou de trafic.

Finalement, un canal dédié est un canal point-à-point dédié à un seul UE. Le DCH (*Dedicated Channel*) est l'unique canal dédié. Ce type de canal existe dans les deux sens de la liaison et transporte des données de contrôle et de trafic.

4.1.3 Les canaux physiques

Un canal physique est défini par une fréquence, un facteur d'étalement SF (*Spreading Factor*), un code d'embrouillage SC (*Scrambling Code*) et une phase relative pour la voie montante. Le SF détermine le débit binaire du canal et permet de différencier les utilisateurs sur la voie descendante au sein d'une même station de base. Quand au code

d'embrouillage, il permet à une station de base de différencier sur la voie montante les utilisateurs sous son contrôle, et aux utilisateurs d'identifier les BTS.

PRACH (*Physical Random Access Channel*) est le canal physique supportant le PACH. Le PRACH utilise un mode d'accès aléatoire avec une transmission d'un ou de plusieurs préambules AP (*Access Preamble*). Chaque préambule consiste en une signature de longueur 16 bits répétée 256 fois ; la deuxième phase consiste en la transmission du message d'information sur une ou deux trames. Cette dernière phase n'est exécutée que lorsque la réception du préambule est acquittée positivement par le nœud B sur le canal descendant AICH (*Acquisition Indicator Channel*).

PCPCH (*Physical Common Packet Channel*) est le canal physique supportant le CPCH. Le PCPCH utilise un mode d'accès aléatoire avec détection de collision. La transmission se fait en trois ou quatre étapes :

- la transmission de un ou plusieurs préambules d'accès comme pour le PRACH. Chaque préambule consiste en une signature de longueur 16 bits répétée 256 fois;
- la transmission de préambule de détection de collision CD-P (*Collision Detection Preamble*), suite à la réception de l'acquiescement de la transmission du préambule d'accès. Cet acquiescement est reçu sur le canal descendant AP-AICH (*Access Preamble Acquisition Indicator Channel*),
- la transmission éventuelle d'un préambule de contrôle de puissance PC-P (*Power Control Preamble*), suite à la réception de l'acquiescement de la transmission du

préambule de détection de collision sur le canal descendant CD/CA-ICH (*Collision Detection/Channel Assignment - Indicator Channel*). La transmission ou non et la durée de transmission, le cas échéant, de ce préambule, sont fixées par les couches supérieures.

- La transmission du message d'information lorsque les phases de transmission de préambules sont terminées avec succès. La durée de transmission du message d'information peut être de 1 à 64 trames de 10 ms, le nombre étant configuré par la couche 2.

DPDCH (*Dedicated Physical Data Channel*) supporte les canaux de type DCH sur la voie montante. Plusieurs canaux DPDCH peuvent être utilisés simultanément sur une seule liaison physique et pour un même utilisateur. Dans ce cas, le débit global est réparti sur les différents DPDCH. Un canal de transport de ce type supporte des débits binaires de 15 à 960 kb/s.

DPCCH (*Dedicated Physical Control Channel*) transporte les informations de contrôle générées par la couche physique et est associé à un ou plusieurs DPDCH sur la voie montante. Il est caractérisé par un débit fixe de 15 kb/s. Un seul DPCCH est utilisé quel que soit le nombre des DPDCH utilisés.

4.2 Contrôle de puissance

Le contrôle de puissance est le point faible de tout système fondé sur le CDMA. Il a un impact important sur les performances du réseau en termes de couverture, capacité et

qualité de service. Étant donné que tous les utilisateurs partagent la même bande de fréquence, chacun d'entre eux est considéré comme un brouilleur en puissance lorsque les signaux étalés ne sont pas orthogonaux.

Pour apprécier l'importance du contrôle de puissance, considérons un système sans ce dernier et imaginons deux usagers A et B présents dans une cellule donnée. L'utilisateur A se trouve à une distance $d_A=1000m$ de la BTS, alors que l'utilisateur B est à une distance $d_B=100m$. D'une manière générale, la puissance de l'utilisateur B mesurée par la BTS est plus importante que celle de l'utilisateur A qui se trouve 10 fois plus loin. De ce fait, le signal de l'utilisateur B éblouit celui de l'utilisateur A : effet d'éblouissement (*near/far effect*). En considérant que l'affaiblissement de parcours (*path loss*) est proportionnel à $1/d^4$, où d est la distance entre le mobile et la BTS, alors la puissance de l'utilisateur B est 40dB plus élevée que celle de A. On peut en déduire qu'il faudrait un gain de traitement $G_p \geq 40dB$ pour éliminer l'interférence provoquée par l'effet d'éblouissement de l'utilisateur B sur l'utilisateur A et cela sans considérer les évanouissements à court terme qui devront eux aussi être compensés. Utiliser le gain en traitement pour éliminer les effets d'éblouissement n'est pas souhaitable puisqu'on diminue les vitesses de transmission des données dans ce cas.

Il faut souligner que l'effet d'éblouissement est inexistant dans la voie descendante, car les signaux étalés d'information de différents utilisateurs sont transmis en même temps et suivent donc le même canal de propagation et leur puissance subit la même atténuation quand elle est mesurée au niveau du mobile. Bien que le contrôle de puissance ne soit pas requis sur la voie descendante, pour éliminer l'effet d'éblouissement, il est cependant

nécessaire pour diminuer l'interférence vers les cellules voisines et pour pallier l'interférence provenant de ces dernières. Pour de faibles vitesses, le codage canal et l'entrelacement peuvent s'avérer inefficaces et le contrôle de puissance est un moyen pour compenser l'effet des évanouissements lents dans ce cas. Étant donné l'importance du contrôle de puissance, le standard a prévu deux boucles pour assurer le bon fonctionnement du système.

4.2.1 Contrôle de puissance en boucle ouverte

Le contrôle de puissance en boucle ouverte (*open loop power control*) concerne exclusivement le mobile et son but est de déterminer le niveau de puissance du signal à transmettre avant de rentrer en communication avec la BTS. Ce niveau de puissance est calculé en fonction de l'affaiblissement de parcours mesuré sur la voie descendante dans des canaux définis dans ce but par le réseau. Le contrôle de puissance en boucle ouverte permet de compenser les évanouissements à long terme et, en particulier, les évanouissements dus au phénomène de l'ombrage.

Une hypothèse que l'on fait dans le contrôle de puissance en boucle ouverte est de considérer que les évanouissements sur les voies montante et descendante sont identiques. Or, en mode FDD, ce mode de contrôle de puissance n'est pas très efficace pour compenser les effets des évanouissements rapides. En effet, ces derniers dépendent de la fréquence porteuse et de la vitesse du mobile.

4.2.2 Contrôle de puissance en boucle fermée

Le contrôle de puissance en boucle fermée (*closed loop power control*) est utilisé pour compenser les évanouissements rapides qui suivent en général une loi de Rayleigh. Il est appelé « à boucle fermée » puisque, à la différence du contrôle de puissance à boucle ouverte, le récepteur concerné calcule des commandes de contrôle et les envoie à la source émettrice pour que celle-ci règle sa puissance d'émission.

Une fois que le mobile a établi un lien de communication avec la station de base, le contrôle de puissance en boucle fermée est activé. Son principe est relativement simple. Sur la voie montante, la BTS mesure de manière permanente la qualité du signal en terme du rapport signal sur interférence (SIR : *Signal to Interference Ratio*).

Si la qualité du signal est au-dessus d'une valeur SIR de référence, la station de base envoie une commande sur le canal descendant au mobile pour lui demander de réduire la puissance d'émission et vice versa. Il est à noter que le standard 3GPP a prévu l'utilisation du contrôle de puissance en boucle fermée sur les deux voies de communication. Ainsi, le mobile, au même titre que la BTS, contrôle la puissance de cette dernière suivant une procédure similaire à celle décrite ci-dessus. Il est à noter aussi que le contrôle de puissance en boucle fermée est effectué à chaque slot, c'est à dire, à chaque 0,666 ms.

4.3 Plate-forme de simulation Monark©

La qualité de service recherchée par les systèmes 3G est directement liée aux taux d'erreur sur les bits (BER : *Bit Error Rate*) ou celui sur les blocs (BLER : *Bloc Error Rate*).

Pour des services de voix, on cherche à atteindre des $BER \leq 10^{-3}$ [SPR02] ou des $BLER \leq 10^{-1}$. Alors que pour les services de données, on cherche à atteindre des $BER \leq 10^{-6}$ et même $BER \leq 10^{-8}$ [SPR02] et leur équivalent $BLER \leq 10^{-1}$ jusqu'à $BLER \leq 10^{-2}$.

Afin d'avoir l'assurance que la qualité de service est respectée, et plus particulièrement que le taux d'erreur est conforme aux attentes, la couche physique met en place des mécanismes particuliers. La plate-forme de simulation, réalisée pour les besoins de test des techniques MUD dans l'environnement de la 3G, modélise des aspects de la couche physique de la liaison montante. Elle est chargée de modéliser le transport de l'information du mobile vers la BTS. La figure 4.1 illustre les différentes opérations de traitement du signal utilisées dans la chaîne de transmission.

Les fonctions de multiplexage et de codage canal s'appliquent aux canaux de transport par lesquels transitent les bits délivrés par les couches supérieures à la couche physique. Les bits véhiculés par les canaux de transport sont agencés sur les canaux physiques. Une fois qu'ils sont présents sur ces canaux, ils subissent des traitements du signal spécifiques pour pouvoir être transmis dans l'air. Auparavant, les bits subissent l'opération d'étalement de spectre qui va les transformer en chips.

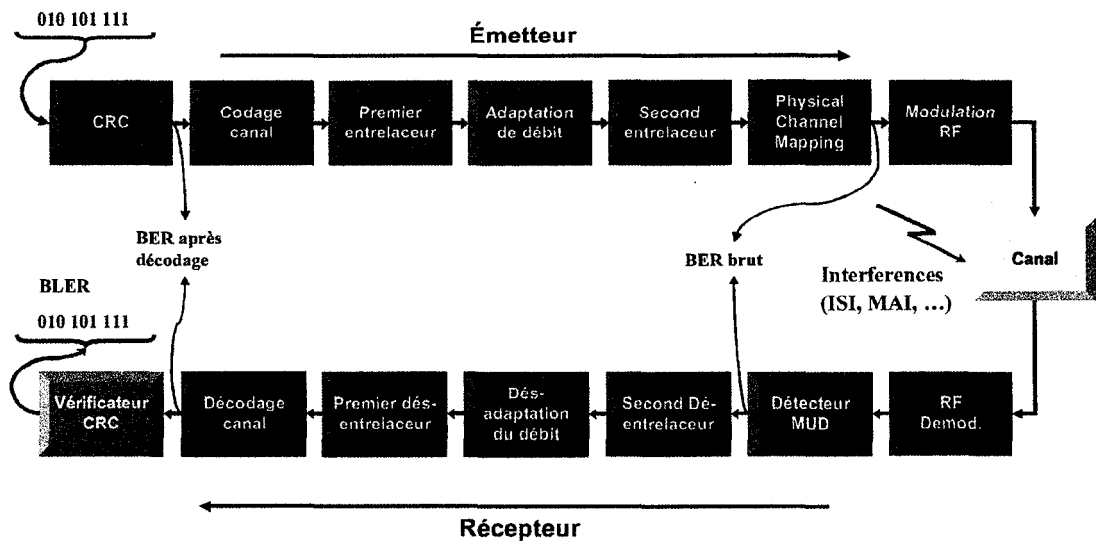


Figure 4.1 Diagramme bloc du simulateur Monark©.

Ce sont ces chips qui sont transmis par l'antenne de l'émetteur après être modulés et placés sur une fréquence porteuse. Les fonctions inverses sont mises en place à la réception. Dans les sous-sections suivantes, nous décrivons les différentes étapes pour la construction du canal physique DPDCH. Par la suite, nous nous concentrons sur la partie du simulateur qui regroupe les canaux DPDCH et DPCCH, les étale, les envoie, les désétale et les sépare.

4.3.1 Insertion de bits de CRC

Le CRC (*Cyclic Redundancy Check*) est une technique de détection d'erreurs en réception, à laquelle les systèmes de radiocommunication ont souvent recours pour son efficacité et simplicité [RAP95]. Avec la détection des erreurs, il est possible d'estimer la probabilité d'erreur dans un bloc de bits de transport. Cette estimation permet d'évaluer la qualité de la transmission radio et elle est utilisée dans des procédures tel que le contrôle de puissance.

Le CRC ajoute à chaque bloc de transmission des bits de parité qui permettent de détecter les erreurs à la réception. La capacité de détecter les erreurs s'accroît proportionnellement avec le nombre de bits de parité ajoutés qui peut être de 0, 8, 12, 16 ou 24. Ce nombre est associé respectivement à l'un des polynômes générateurs suivants :

$$g_{CRC_24} = D^{24} + D^{23} + D^6 + D^5 + D + 1 \quad (4.1)$$

$$g_{CRC_16} = D^{16} + D^{12} + D^5 + 1$$

$$g_{CRC_12} = D^{12} + D^{11} + D^3 + D^2 + D + 1$$

$$g_{CRC_8} = D^8 + D^7 + D^4 + D^3 + D + 1$$

Le choix du polynôme est indiqué par les couches supérieures. Le seul inconvénient des CRC est la redondance qui diminue le débit utile.

4.3.2 Concaténation et segmentation

Chaque groupe de blocs de transport correspondant à un même canal de transport dans un TTI est traité avant d'être envoyé vers le codeur canal. Ceci, afin que le codeur canal ne détecte en entrée qu'une séquence de bits unique dont la taille ne dépasse pas une valeur maximale notée Z . Si le nombre de blocs de transport dans un TTI est M et si N_p est le nombre de bits par bloc de transport, la longueur de cette séquence après concaténation est $M \times N_p$. Soulignons que dans les N_p bits, on tient compte des bits de CRC.

Dans le cas où la taille de la séquence dépasserait la valeur maximale Z , on applique une procédure de segmentation dont l'objet est de diviser la séquence en sous séquences ayant la même taille. Si nécessaire, des bits de bourrage peuvent être ajoutés. La valeur de

Z est imposée par le type de codage qu'on utilise. Elle est égale à 504 bits pour le codage convolutionnel, 5114 pour le codage turbo et sans limite s'il n'y a pas de codage. Il est à noter que la segmentation permet de réduire la complexité du décodage canal lorsque la séquence à coder est trop longue.

4.3.3 Codage canal

Le codage canal fait partie des techniques appelées FEC (*Forward Error Correction*). L'idée est de coder les bits en émission en ajoutant des bits de redondance, de telle sorte qu'en réception, l'on puisse détecter et corriger les éventuelles erreurs survenues pendant la transmission. Le codage canal se décompose en deux phases : l'encodeur appliqué en émission et le décodeur appliqué en réception.

D'une manière générale, quel que soit le type de codage, l'encodage est effectué en faisant passer une séquence de bits dans un registre à décalage. Ce registre est composé de N états où des opérations algébriques sont appliquées suivant les polynômes générateurs utilisés. Pour k bits qui rentrent dans l'encodeur, on obtient n bits en sortie, ce qui détermine le taux de codage défini par le rapport k/n . La longueur de contrainte N détermine la capacité du codage à corriger les erreurs et la complexité de mise en œuvre de cette technique [PRO95].

Afin que les bits qui se situent à la fin de la séquence soient aussi bien protégés contre d'éventuelles erreurs que ceux qui se situent au début, il faut ajouter à la fin de chaque séquence des bits dits « de traînée » ou « de queue ». Cette opération a pour but de ramener

les registres à leur valeur initiale égale à 0. Les différentes techniques de codage utilisées dans la plate-forme sont : le codage convolutionnel et le codage turbo.

Le codage convolutionnel utilisé est de longueur de contrainte égale à 9. Le taux de codage peut être de 1/2 ou 1/3. La figure 4.2 illustre ces deux cas de codage avec les polynômes générateurs associés. Lors de la phase de décodage, c'est à dire la réception, plusieurs algorithmes peuvent être utilisés. Le plus connu est sans conteste l'algorithme de Viterbi, fondé sur le principe du maximum de vraisemblance [PRO95].

Le codage convolutionnel est particulièrement approprié pour des services de voix où le BER que l'on tolère est de l'ordre de 10^{-3} . En revanche, pour des services de transmission de données, le BER doit être plus faible. C'est pourquoi l'utilisation du codage turbo prend toute son importance.

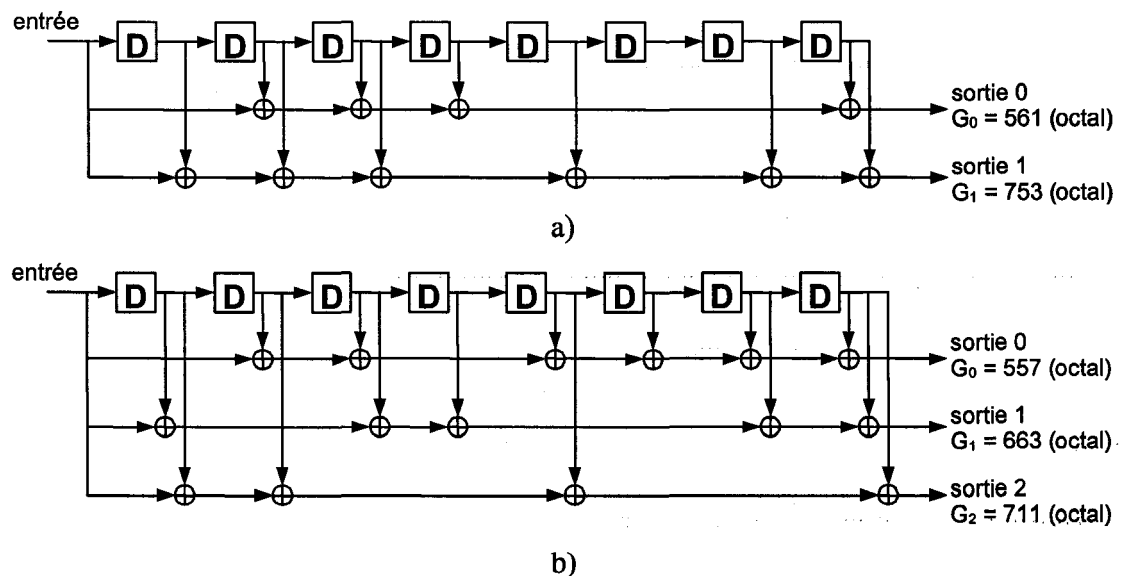


Figure 4.2 schémas des encodeurs convolutionnels utilisés avec différents taux a) 1/2 et b) 1/3.

Le codage turbo est relativement simple comme la montre la figure 4.3.a. Il peut être vu comme la concaténation de deux codeurs convolutionnels (identiques dans le WCDMA) qui opèrent en parallèle (PCCC : *Parallel Concatenated Convolutional Code*), tandis qu'un entrelaceur (*interleaver*) interne les sépare pour assurer la décorrélation. Chaque codeur convolutionnel forme un constituant à huit états et le taux de codage en sortie est de 1/3. Pour sa part, le décodeur Turbo consiste en deux décodeurs de Viterbi de type SISO (*Soft-Input Soft-Output*) liés par deux entrelaceurs et un désentrelaceur [BER93] comme illustré à la figure 4.3.b. Le rebouclage qui existe entre la sortie du second décodeur et l'entrée du premier décodeur via le désentrelaceur, témoigne du caractère itératif du turbo décodeur. Trois algorithmes de décodage sont disponibles dans la plate-forme : MAP (*Maximum A Posteriori Probability*), log-MAP et max-log-MAP. Il est à noter que ce dernier est câblé dans les DSP commerciaux de TI (*Texas Instruments*) grâce à sa faible complexité en comparaison avec les deux autres algorithmes.

4.3.4 Premier entrelaceur

Au même titre que le codage canal et les techniques de retransmission, l'entrelacement est une technique qui permet d'obtenir une forme de diversité temporelle et d'éviter ainsi les erreurs en rafale.

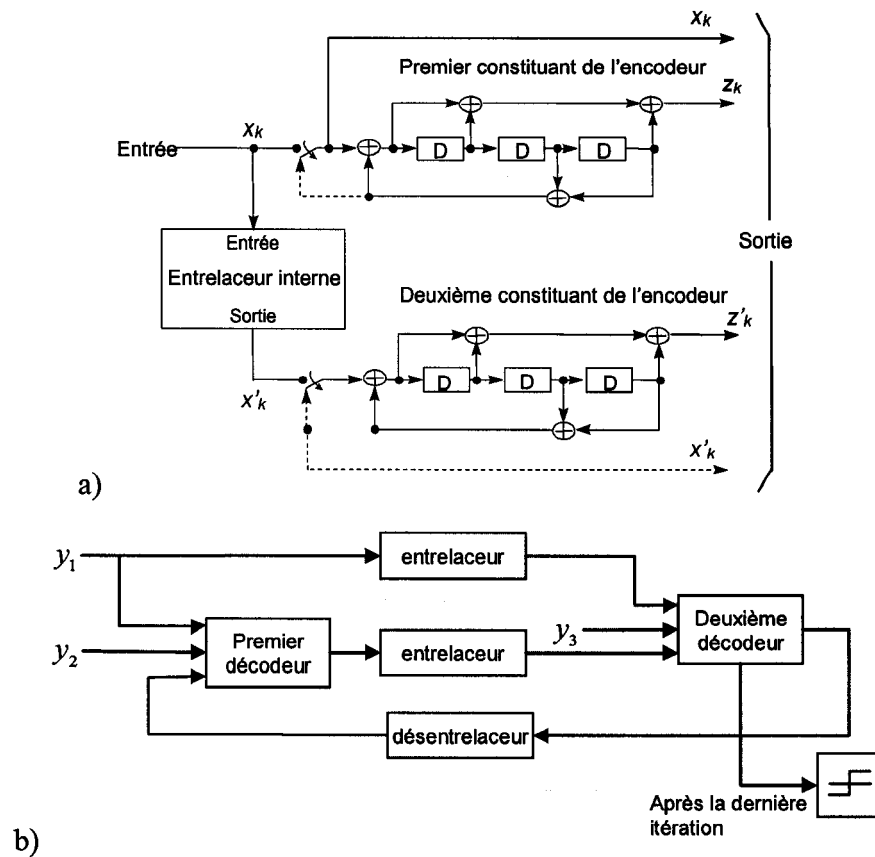


Figure 4.3 Codage turbo a) encodeur et b) décodeur.

Ce procédé consiste à mélanger une séquence de bits en émission, de façon à étaler les erreurs pendant la transmission et rendre plus aléatoire leurs propriétés statistiques. L'entrelacement permet donc d'améliorer les performances de l'algorithme de décodage canal utilisé. L'algorithme du premier entrelacement est assez simple. Supposons qu'en entrée, on ait quatre séquences de bits d'une durée de 10 ms, chacune contenant quatre bits et ordonnées suivant 1, 2, ..., 15, 16. On construit d'abord une matrice dont le nombre de colonnes est déterminé par la valeur de TTI comme le montre le tableau 4.1. Le nombre de lignes est calculé en divisant le nombre total de bits par le nombre de colonnes (quatre dans notre exemple). Les colonnes sont ensuite permutées suivant un ordre prédéfini.

Tableau 4.1 Ordre de permutation des colonnes dans le premier entrelaceur

TTI	Nombre de colonnes	Ordre de permutation des colonnes
10 ms	1	{0}
20 ms	2	{0, 1}
40 ms	4	{0, 2, 1, 3}
80 ms	8	{0, 4, 2, 6, 1, 5, 3, 7}

Il est à noter que le remplissage dans la matrice se fait ligne par ligne alors que la sortie du premier entrelaceur se fait colonne par colonne comme le montre la figure 4.4. Suite au premier entrelacement, la segmentation des trames vient compléter l'ajustement de la taille des trames et s'applique lorsque le TTI est supérieur à 10 ms. Son rôle est de segmenter la séquence de bits contenue dans un TTI en un nombre entier de trames consécutives.

4.3.5 Adaptation de débit

L'adaptation de débit (*Rate Matching*) fait partie des attributs « quasi-statiques » qui composent le format de chaque ensemble de blocs de transport transmis dans un TTI. Cette opération consiste à retrancher des bits dans les flots d'information de chaque canal de transport ou à en rajouter. La première technique donne lieu à l'adaptation de débit par poinçonnage (*puncturing*) alors que la deuxième par répétition.

Le taux d'adaptation de débit est calculé par la couche physique en fonctions des informations transmises par les couches supérieures, et notamment du taux maximum de poinçonnage acceptable qui est de 30%.

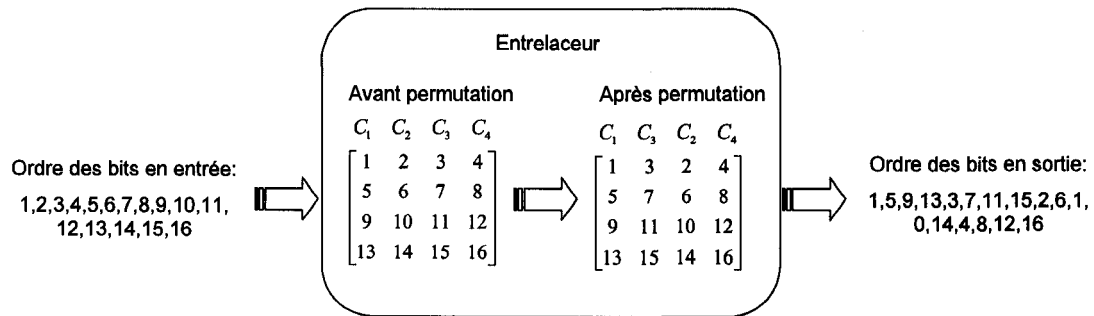


Figure 4.4 Exemple des traitements dans le premier entrelaceur.

L'opération inverse (désadapter le débit), doit être appliquée par le récepteur. Ce dernier est capable d'estimer le taux d'adaptation par canal de transport à l'aide des algorithmes associés et des bits TFCI (*Transport Format Combination Indicator*) qui seront envoyés dans le canal DPCCH.

4.3.6 Deuxième entrelaceur

Le deuxième entrelaceur applique le principe de l'entrelacement par blocs comme dans le cas du premier entrelaceur. Une matrice est construite en entrée avec un nombre de colonnes fixe égale à 30. Il se peut que le nombre de bits en entrée ne soit pas suffisant pour remplir un nombre entier de lignes dans la matrice. Dans ce cas, on complète la matrice avec des « 0 » ou des « 1 ». La permutation des colonnes est ensuite effectuée selon l'ordre {0, 20, 10, 5, 15, 25, 3, 13, 23, 8, 18, 28, 1, 11, 21, 6, 16, 26, 4, 14, 24, 19, 9, 29, 12, 2, 7, 22, 27, 17}. Les bits en sortie sont lus colonne par colonne sur la matrice résultante en prenant soin de retrancher les bits qui ont été ajoutés pour compléter la matrice.

À la sortie de l'entrelaceur, l'information est répartie sur le canal physique. À ce stade, on est sûr que les bits d'information provenant de chaque canal de transport pourront être

accommodés dans des trames de 10 ms, et ce en respectant la qualité de service QoS (*Quality Of Service*) requise par le service (le débit binaire, le taux d'erreur toléré, délai ...). Le facteur d'étalement qui détermine le nombre maximum de bits qui peut être transmis dans une trame, a dû être estimé ou indiqué en avance. Les bits de contrôle TFCI, FBI, TPC viennent rejoindre les bits de données afin de compléter la structure de la trame. L'étape suivante est l'étalement et la modulation des canaux dédiés DPDCH et DPCCH que nous analysons dans la section suivante.

4.4 Étalement et modulation des canaux dédiés

Dans la voie montante, la modulation de données des canaux DPDCH et DPCCH est de type BPSK (*Binary Phase Shift Keying*). Cette opération permet de transformer les « 0 et 1 » en « 1 et -1 ». Le DPDCH et le DPCCH modulés sont transmis en parallèle ; le premier sur la voie I et le second sur la voie Q, tel qu'illustré dans la figure 4.5. L'étalement de spectre est appliqué après la modulation des données et avant le filtre de formation d'impulsion. Avant de rentrer dans les détails des codes de canalisation, des codes d'embrouillage et de la modulation, commençons par la description de la structure des canaux physiques dédiés et en particulier celle du DPCCH.

4.4.1 DPCCH

Le DPDCH doit envoyer l'information du canal de transport DCH alors que le DPCCH véhicule l'information de contrôle (pilot) ou de signalisation générée par la couche physique. Chacun de ces canaux est composé de champs de bits regroupés dans des

intervalles de temps ou *slots* tel qu'illustré dans la figure 4.6. Contrairement au DPDCH, le DPCCH ne subit aucune opération de codage ni d'entrelacement.

L'information de contrôle contenue dans les champs de bits du DPCCH inclut :

- des bits pilotes pour le récepteur de la station de base. Cette dernière se sert de ces bits pour estimer la réponse impulsionnelle du canal de propagation et effectuer une détection cohérente selon un des détecteurs mentionnés dans les chapitres précédents. Les bits pilotes dont le nombre varie entre 3 et 8, sont également utilisés pour estimer le rapport signal sur interférence (SIR) dans la liaison radio. Ce paramètre permet de déterminer les commandes TPC pour le contrôle de puissance;
- des bits de TFCI (*Transport Format Combination Indicator*). Ce sont les attributs par lesquels les bits de données convoyés par le DPDCH ont été traités au niveau des canaux de transport. L'envoi des bits de TFCI est optionnel et leur nombre est de 0, 2, 3 ou 4 par *slot*. Ils sont inclus dans le cas où, par exemple, plusieurs services seraient traités en parallèle. Ils peuvent être omis dans des services à débit fixe;
- des bits de retour d'information (FBI : *FeedBack Information*). Ils interviennent en situation de macrodiversité, qui consiste à transmettre le signal provenant d'un mobile à plusieurs BTS, lorsqu'on utilise le contrôle de puissance SSDT (*Site Selection Diversity Transmission*); et lorsque la diversité d'émission (un mobile avec plusieurs antennes d'émission) en boucle fermée est activée. Il est possible d'avoir 0, 1 ou 2 bits de FBI dans un *slot*;

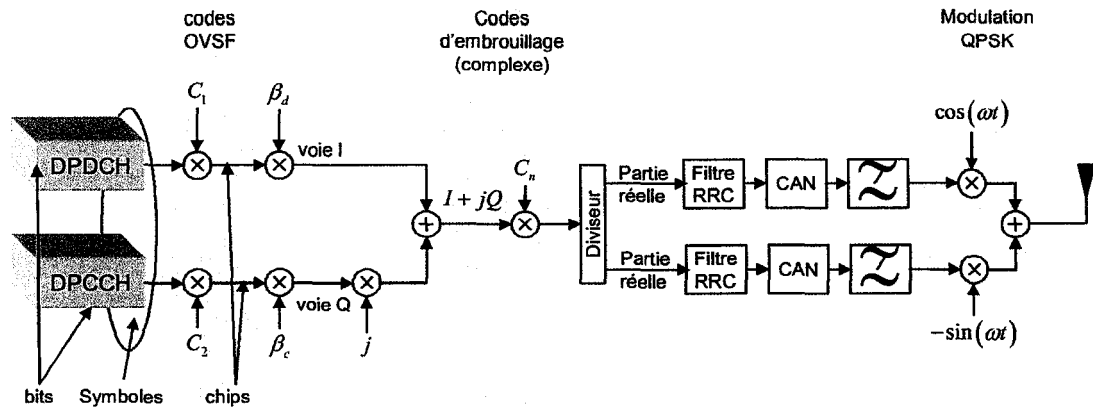


Figure 4.5 Étalelement de spectre et modulation des canaux physiques dédiés.

- des bits TPC (*Transmit Power Control*). L'UE utilise ces bits pour demander à la BTS d'augmenter ou de diminuer sa puissance d'émission afin de garantir un certain niveau de qualité dans le signal reçu. Le niveau de qualité est fonction du SIR. Il peut y avoir 1 ou 2 bits TPC dans un slot.

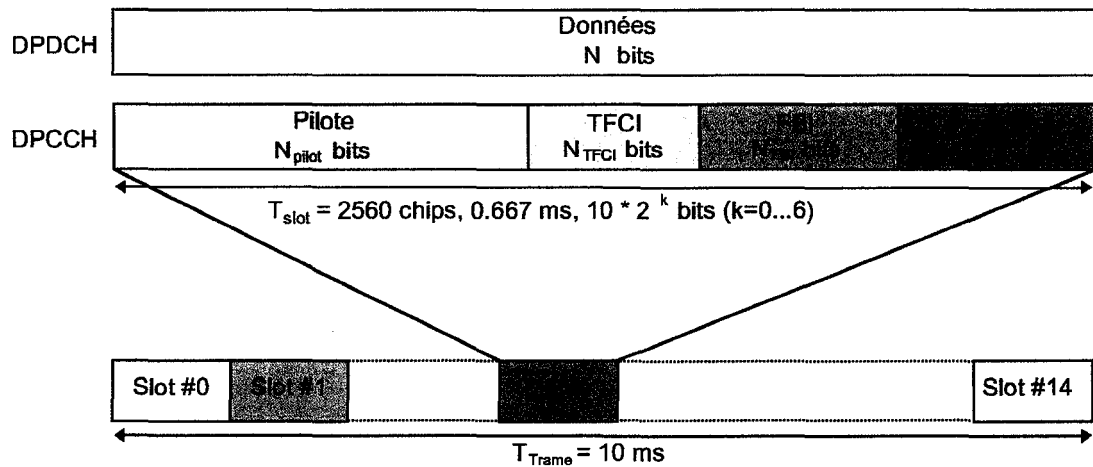


Figure 4.6 Structures des canaux physiques DPDCH et DPCCH de la voie montante.

4.4.2 Étalement par codes de canalisation

Contrairement à la voie descendante qui utilise les codes de canalisation pour identifier les symboles d'information appartenant à chaque utilisateur dans une cellule, la voie montante les utilise pour différencier entre les données des différents DPDCH et celles du DPCCH appartenant à un même utilisateur. Donc, il est nécessaire de générer des codes de canalisation avec un SF variable tout en préservant leur orthogonalité. Les codes OVSF (*Orthogonal Variable Spreading Factor*) permettent de le réaliser. La méthode de génération des codes OVSF peut être expliquée grâce aux équations matricielles (4.2). La figure 4.7 illustre l'architecture en arbre pour la génération de ces mêmes OVSF.

Le code d'étalement utilisé par le DPCCH est le $C_{256,1}$ correspondant à une séquence de « 1 ». Ceci immunise le canal de contrôle contre les bruits en prenant un gain d'étalement le plus élevé possible. Le premier DPDCH, pour sa part, est étalé avec un code de canalisation d'indice $(SF/4 + 1)$ qui représente une répétition de la séquence $\{1, 1, -1, -1\}$. L'allocation des codes OVSF pour les autres DPDCH (dans le cas d'une transmission multicode) doit être fait dans un ordre ascendant en commençant par le code d'indice 2 tout en excluant celui choisi pour le premier DPDCH.

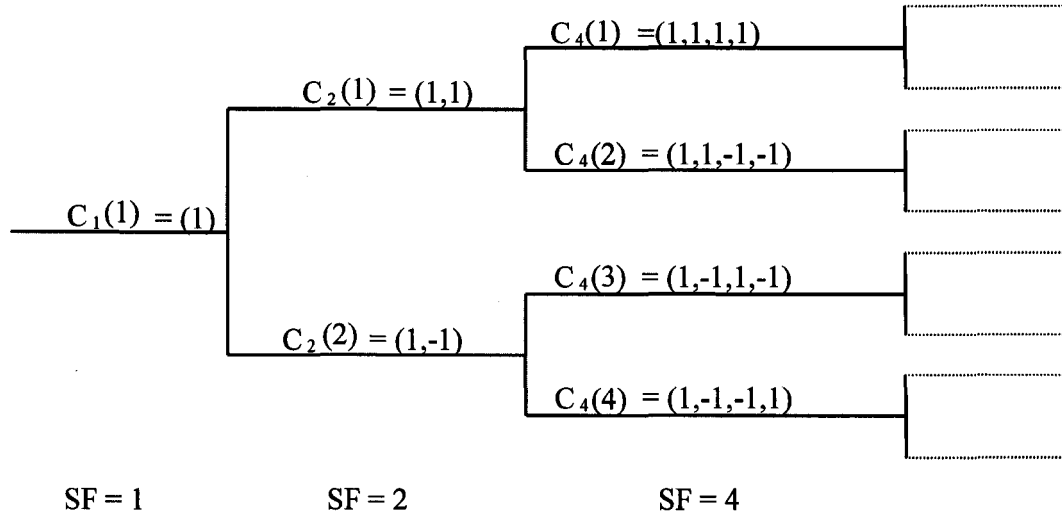


Figure 4.7 Structure en arbre des codes OVFS.

$$\begin{aligned}
 [C_1(1)] &= 1 \\
 \begin{bmatrix} C_2(1) \\ C_2(2) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C_1(1) & \overline{C_1(1)} \\ C_1(1) & \overline{C_1(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} C_4(1) \\ C_4(2) \\ C_4(3) \\ C_4(4) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C_2(1) & \overline{C_2(1)} \\ C_2(1) & \overline{C_2(1)} \\ C_2(2) & \overline{C_2(2)} \\ C_2(2) & \overline{C_2(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \\
 &\vdots \\
 \begin{bmatrix} C_N(1) \\ C_N(1) \\ \vdots \\ C_N(N-1) \\ C_N(N) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C_{N/2}(1) & \overline{C_{N/2}(1)} \\ C_N(1) & \overline{C_{N/2}(1)} \\ \vdots & \vdots \\ C_{N/2}(N/2) & \overline{C_{N/2}(N/2)} \\ C_{N/2}(N/2) & \overline{C_{N/2}(N/2)} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

4.4.3 Code d'embrouillage

Le signal étalé par les codes de canalisation est multiplié chip par chip par un autre code dit d'embrouillage (*scrambling*). Ce code fait partie des codes pseudo-aléatoires dont les propriétés d'intercorrélation sont supérieures à celles obtenues par les seuls codes de canalisation. Sur la voie montante, les codes d'embrouillage sont utilisés pour différencier

les utilisateurs présents dans une même cellule. Alors que sur la voie descendante, ils servent à différencier entre BTS. Que ce soit sur la voie montante ou descendante, chaque élément de code d'embrouillage est représenté par une valeur complexe. Si l'on note C_n la séquence d'embrouillage n et $C_n(i)$ le $i^{\text{ème}}$ élément de cette séquence, l'opération d'embrouillage réalisée tant au niveau de l'émetteur de la BTS qu'au niveau du mobile est effectuée suivant le schéma de la figure 4.8. Pour le calcul de la séquence complexe C_n sur la voie montante, on a le choix entre deux options suivant qu'il s'agisse d'une séquence longue ou courte.

Les codes d'embrouillage long s'obtiennent à partir de l'expression :

$$C_n(i) = c_{long,1,n}(i) \left(1 + j(-1)^i c_{long,2,n} \left(2 \lfloor i/2 \rfloor \right) \right) \quad (4.3)$$

où $i = 0 \dots 2^{25} - 2$ et $\lfloor x \rfloor$ dénote l'arrondi de x à l'entier inférieur le plus proche. Les séquences longues d'embrouillage $c_{long,1,n}$ et $c_{long,2,n}$ sont construites, comme le montre la figure 4.9, d'après la somme modulo-2 de deux m-séquences [3GPP] binaires générées à partir de deux polynômes générateurs de degré 25 : $X^{25} + X^3 + 1$ et $X^{25} + X^3 + X^2 + X + 1$. Il faut noter que la génération de ces séquences est tronquée à 38400, valeur qui représente la périodicité de la séquence à code long et le nombre maximum de chips que l'on peut accueillir dans une trame de 10 ms. Ces séquences représentent des segments de l'ensemble de séquences de Gold [HOL01] que l'on peut générer avec ces polynômes.

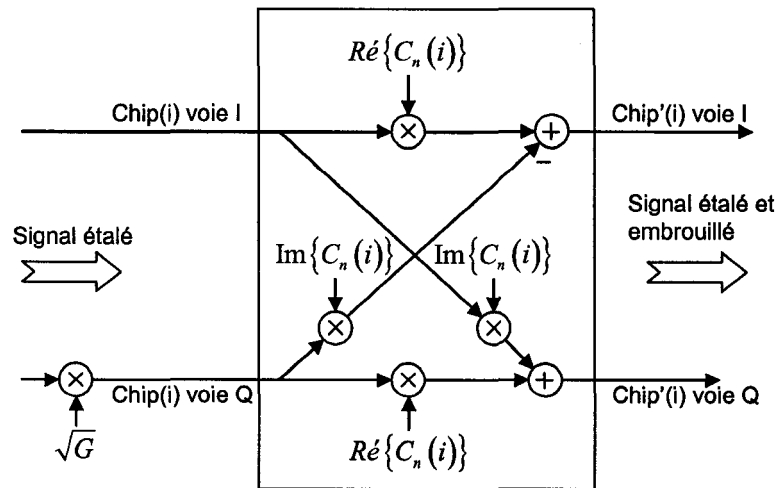


Figure 4.8 Processus d'embrouillage complexe appliqué en émission.

Avec ces générateurs, $2^{24} = 16777216$ codes d'embrouillages peuvent être générés. La valeur de n , qui détermine le code d'embrouillage à générer en utilisant le premier registre générateur de la figure 4.10, est indiquée par les couches supérieures alors que le deuxième registre est toujours initialisé à 1. Enfin, notons que la séquence $c_{long,2,n}$ est une version décalée de 16777232 chips de la séquence $c_{long,1,n}$.

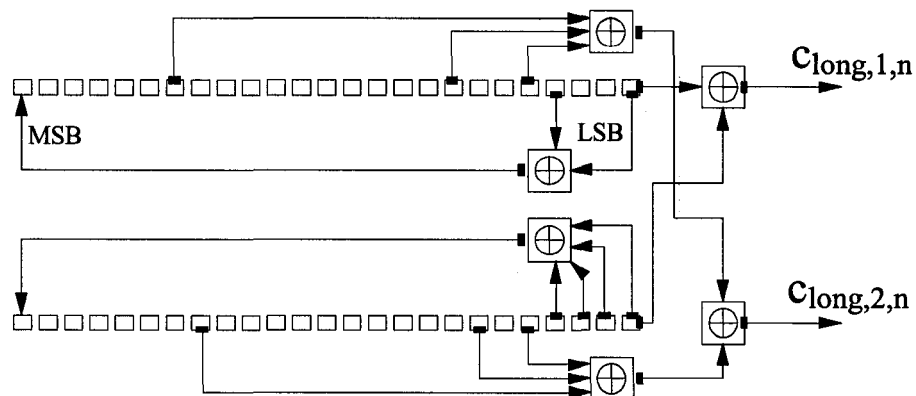


Figure 4.9 Générateur des séquences d'embrouillage longues sur la voie montante.

Les codes d'embrouillage courts sont utilisés sur la voie montante pour répondre à la demande des opérateurs et des fabricants de BTS. En effet, l'utilisation de codes courts permet de mettre en place, au niveau du récepteur de la station de base, les techniques MUD plus performantes que le récepteur Rake. Ainsi, la couverture est meilleure et le nombre d'usagers potentiellement desservis sur la voie montante est plus important. Les codes d'embrouillage courts s'obtiennent à partir de la relation :

$$C_n(i) = c_{short,1,n}(i \bmod 256) \left(1 + j(-1)^i c_{short,2,n} \left(2 \left\lfloor (i \bmod 256) / 2 \right\rfloor \right) \right) \quad (4.4)$$

Il est à noter que la périodicité des codes courts est de 256 chips. Ce nombre est très inférieur à 38400 chips des codes longs. Les séquences $c_{short,1,n}$ et $c_{short,2,n}$ sont dérivées des codes de la famille dite « S(2) étendue ». Ces séquences sont générées à partir de trois autres séquences $a(i)$, $b(i)$, $c(i)$ qui sont générées respectivement par les polynômes : $X^8 + X^5 + 3X^3 + X^2 + 2X + 1$, $X^8 + X^7 + X^5 + X + 1$ et $X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + 1$ tel qu'illustré dans la figure 4.10. Il est à noter que le nombre de codes possibles est de 2^{24} . Le choix du code court à générer est déterminé par les couches supérieures qui fournissent la valeur de n dont la représentation binaire sur 24 bits est utilisée pour initialiser les registres de la figure 4.10.

La périodicité introduite dans les codes d'embrouillage permet d'améliorer les propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélations des codes des usagers. Plus la périodicité est élevée mieux sont ces propriétés, et plus les performances des récepteurs sont améliorées. Ainsi, pour une même complexité, le Rake démontre des performances plus attrayantes lorsque les codes longs sont employés.

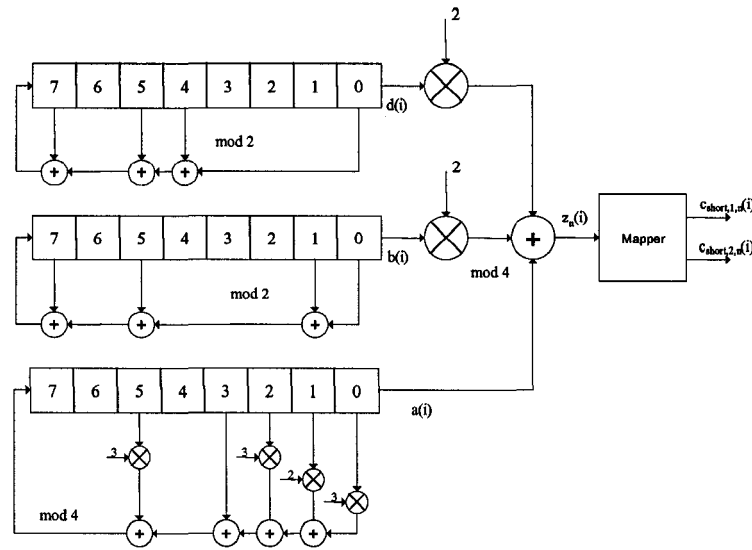


Figure 4.10 Générateur des séquences d'embrouillage courtes sur la voie montante.

Cependant, la complexité du MUD, lorsque appliqué au niveau bit, est beaucoup plus importante. Ainsi, toutes les versions des MUD cités aux chapitres précédents doivent tenir compte de cette périodicité lors de la détermination de leurs paramètres. D'une manière générale, les dimensions de certains paramètres de ces MUD augmentent linéairement avec cette périodicité. Ceci explique l'introduction des codes courts pour permettre leur implantation dans la 3G.

4.4.4 Modulation

La figure 4.5 illustre un exemple de chaîne d'émission utilisant la modulation radio QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*). Le filtre de formation d'impulsion utilisé dans le standard est la racine carrée du cosinus surélevé (SRRC : *Square Root Raised Cosine*) avec un facteur de forme $\alpha = 0.22$ (*roll-off*).

Étant donné que la plate-forme de simulation est en bande de base, nous avons inclut le RRC, les effets de la modulation et du canal de communication dans la modélisation de ce dernier. En effet, nous avons considéré une parfaite synchronisation des deux filtres SRRC à l'émission et la réception pour former le RRC. Le facteur de *roll-off* détermine la « finesse » du spectre en sortie, car l'énergie du signal filtré est concentrée dans une bande calculée suivant :

$$(1 + \alpha) R_c = (1.22) 3.84 10^6 = 4.68 \text{MHz} \quad (4.5)$$

où R_c est le débit chip [PRO95]. Notons que la réponse impulsionnelle du filtre RRC est une approximation de celle du filtre de Nyquist dont le rôle est de pallier les problèmes d'interférence intersymboles lors de l'échantillonnage du signal. La réponse impulsionnelle du filtre RRC est calculée selon l'équation suivante [HOL01]:

$$\psi(t) = \frac{\sin\left(\pi \frac{t}{T_c}(1 - \alpha)\right) + 4\alpha \frac{t}{T_c} \cos\left(\pi \frac{t}{T_c}(1 + \alpha)\right)}{\pi \frac{t}{T_c} \left(1 - \left(4\alpha \frac{t}{T_c}\right)^2\right)} \quad (4.6)$$

où $T_c = 1/R_c = 0.26042 \mu s$ représente la durée d'un chip.

Le canal de communication modélisé prend en considération différents scénarios en fonction du profil en puissance et des délais des trajets multiples. Quelques exemples de profils des canaux sont reportés dans les tableaux 4.2 et 4.3 [3GPP]:

Tableau 4.2 Modèle du canal à trajets multiples Dedans-Dehors (IO : *Indoor-Outdoor*)

Tap	Canal A		Canal B	
	Délais relatifs (ns)	Puissance moyenne (dB)	Délais relatifs (ns)	Puissance moyenne (dB)
1	0	0	0	0
2	110	-9.7	200	-0.9
3	190	-19.2	800	-4.9
4	410	-22.8	1200	-8.0
5	-	-	2300	-7.8
6	-	-	3700	-23.9

Tableau 4.3 Modèle du canal à trajets multiples Vehicular

Tap	Canal A		Canal B	
	Délais relatifs (ns)	Puissance moyenne (dB)	Délais relatifs (ns)	Puissance moyenne (dB)
1	0	0	0	-2.5
2	310	-1.0	300	0
3	710	-9.0	8900.	-12.8
4	1090	-10.0	12900	-10.0
5	1730	-15.0	17100	-25.2
6	2510	-20.0	20000	-16.0

4.5 Canaux de mesure de la 3GPP

Dans cette section, nous présentons les canaux de mesure disponibles dans la plateforme de simulation et nous résumons les caractéristiques telles que décrites par la norme 3GPP. Le tableau 4.4 résume les caractéristiques de ces canaux [3GPP].

Tableau 4.4 Caractéristiques des canaux de mesure de la 3GPP

Paramètre		DCH pour DTCH / DCH pour DCCH				Unité
DPDCH	Taux d'envoi des bits utiles	12,2	64	144	384	Kbps
	Canal physique	60/15	240/15	480/15	960/15	Kbps
	Facteur d'étalement	64	16	8	4	
	Taux de répétition	22/22	19/19	8/9	-18/-17	%
	Entrelacement	20	40	40	40	ms
	Nombre de DPDCHs	1	1	1	1	
DPCCH	Pilots dédiés	6				bit/slot
	TPC	2				bit/slot
	TFCI	2				bit/slot
	FBI	0 / 2				bit/slot
	Facteur d'étalement	256				
Rapport de puissance DPCCH/DPDCH		-2,69	-5,46	-9,54	-9,54	dB
Rapport d'amplitude DPCCH/DPDCH		0,7333	0,5333	0,3333	0,3333	

4.5.1 Canal de voix à 12.2 kbps

Canal utilisé pour la voix, les tableaux 4.5 et 4.6 ainsi que la figure 4.11 permettent de le décrire [3GPP].

Tableau 4.5 Paramètres des canaux physiques pour un service de 12.2 kb/s

Paramètres	Unité	valeur
Taux d'envoi des bits utiles	Kbps	12.2
DPDCH	Kbps	60
Facteur d'étalement du DPDCH	-	64
DPCCH	kbps	15
DPCCH Slot Format #i	-	0 : $N_{pilot}=6$, $N_{TPC}=2$, $N_{TFCI}=2$, $N_{FBI}=0$
Rapport de puissance DPCCH/DPDCH	dB	-2,69
Répétition	%	23

Tableau 4.6 Paramètres des canaux de transport pour un service de 12.2 kbps

Paramètres	DTCH	DCCH
Taille du bloc à transporter	244 bits	100 bits
Transmission Time Interval (TTI)	20 ms	40 ms
Codage canal	Convolutionnel	Convolutionnel
Taux du codage	1/3	1/3
Taille du CRC	16	12

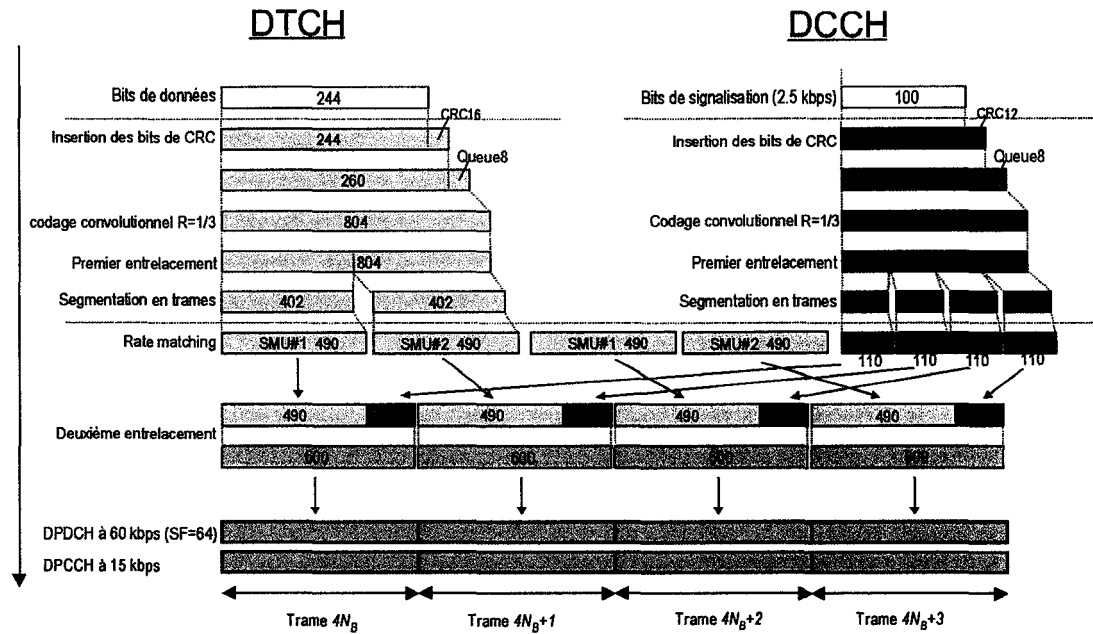


Figure 4.11 Éléments de codage pour les canaux de transport pour un service de voix 12.2 kbps.

4.5.2 Canal de données à 64 kbps

Canal utilisé pour la transmission de données, les tableaux 4.7 et 4.8 ainsi que la figure 4.12 permettent de le décrire [3GPP].

Tableau 4.7 Paramètres des canaux physiques pour un service de 64 kb/s

Paramètres	Unité	valeur
Taux d'envoi des bits utiles	Kbps	64
DPDCH	Kbps	240
Facteur d'étalement du DPDCH	-	16
DPCCH	kbps	15
DPCCH Slot Format #i	-	0 : $N_{\text{pilot}}=6$, $N_{\text{TPC}}=2$, $N_{\text{FECI}}=2$, $N_{\text{FBI}}=0$
Rapport de puissance DPCCH/DPDCH	dB	-5.46
Répétition	%	18

Tableau 4.8 Paramètres des canaux de transport pour un service de 64 kbps

Paramètres	DTCH	DCCH
Taille du bloc à transporter	1280 bits	100 bits
Transmission Time Interval (TTI)	20 ms	40 ms
Codage canal	Turbo	Convolutionnel
Taux du codage	1/3	1/3
Taille du CRC	16	12

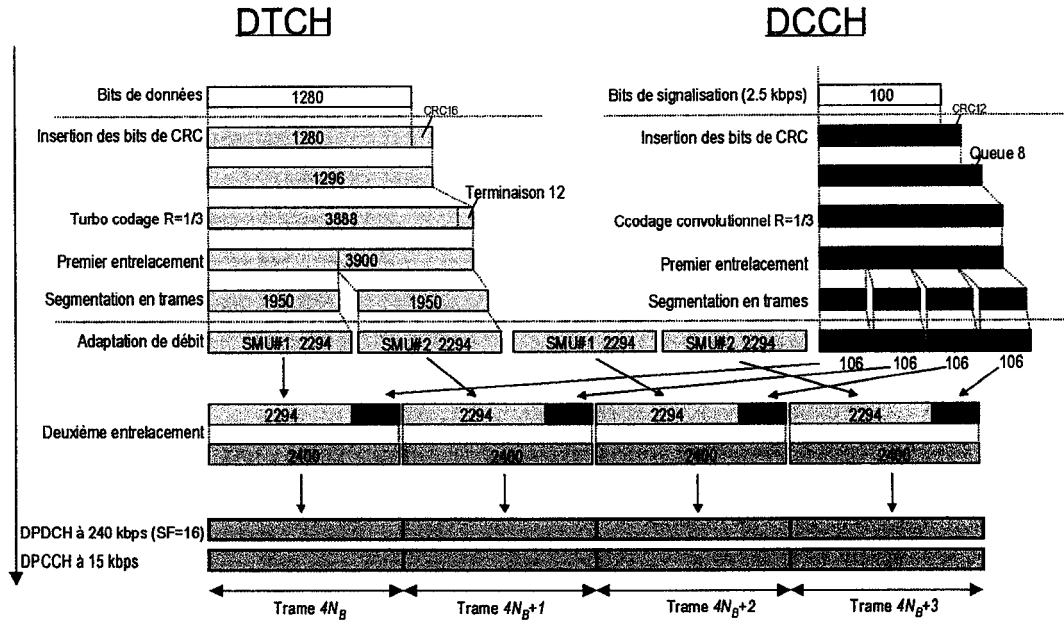


Figure 4.12 Éléments de codage pour les canaux de transport pour un service de 64 kbps.

4.5.3 Canal de données à 144 kbps

Canal utilisé pour la transmission de données, les tableaux 4.9 et 4.10 ainsi que la figure 4.13 permettent de le décrire [3GPP].

Tableau 4.9 Paramètres des canaux physiques pour un service de 144 kbps

Paramètres	Unité	valeur
Taux d'envoi des bits utiles	Kbps	144
DPDCH	Kbps	480
Facteur d'étalement du DPDCH	-	8
DPCCH	kbps	15
DPCCH Slot Format #i	-	0 : $N_{pilot}=6$, $N_{TPC}=2$, $N_{TFCI}=2$, $N_{FBI}=0$
Rapport de puissance DPCCH/DPDCH	dB	-9.54
Répétition	%	8

Tableau 4.10 Paramètres des canaux de transport pour un service de 144 kbps

Paramètres	DTCH	DCCH
Taille du bloc à transporter	2880 bits	100 bits
Transmission Time Interval (TTI)	20 ms	40 ms
Codage canal	Turbo	Convolutionnel
Taux du codage	1/3	1/3
Taille du CRC	16	12

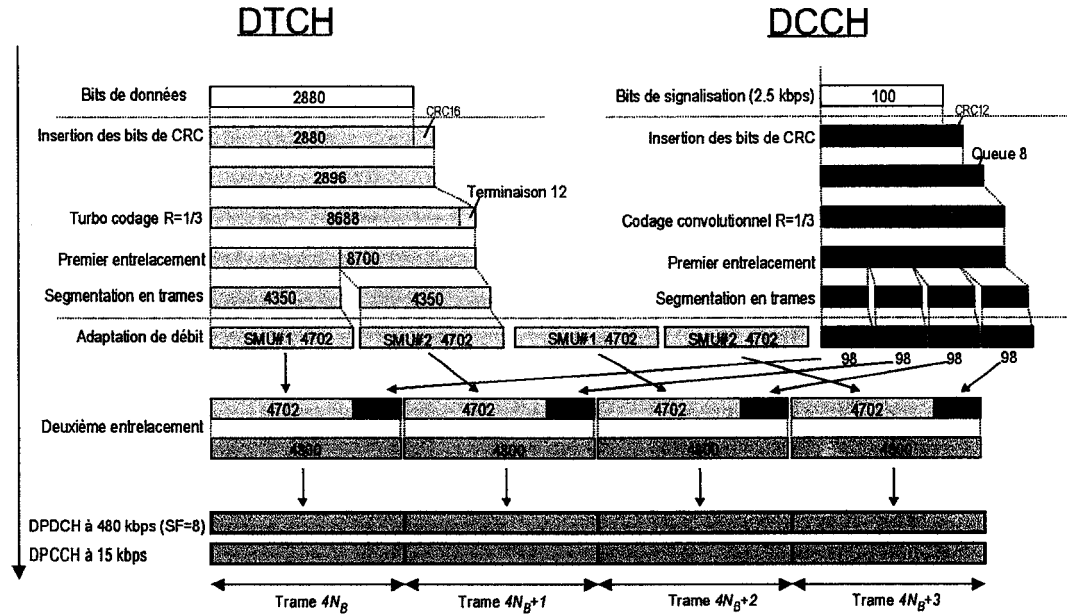


Figure 4.13 Éléments de codage pour les canaux de transport pour un service de 144 kbps.

4.5.4 Canal de données à 384 kbps

Canal utilisé pour la transmission de données, les tableaux 4.11 et 4.12 ainsi que la figure 4.14 permettent de le décrire [3GPP].

Tableau 4.11 Paramètres des canaux physiques pour un service de 384 kbps

Paramètres	Unité	valeur
Taux d'envoi des bits utiles	Kbps	384
DPDCH	Kbps	960
Facteur d'étalement du DPDCH	-	4
DPCCH	kbps	15
DPCCH Slot Format #i	-	0 : $N_{\text{pilot}}=6$, $N_{\text{TPC}}=2$, $N_{\text{TCI}}=2$, $N_{\text{FBI}}=0$
Rapport de puissance DPCCH/DPDCH	dB	-9.54
Poinçonnage	%	18

Tableau 4.12 Paramètres des canaux de transport pour un service de 144 kbps

Paramètres	DTCH	DCCH
Taille du bloc à transporter	3840 bits	100 bits
Transmission Time Interval (TTI)	10 ms	40 ms
Codage canal	Turbo	Convolutionnel
Taux du codage	1/3	1/3
Taille du CRC	16	12

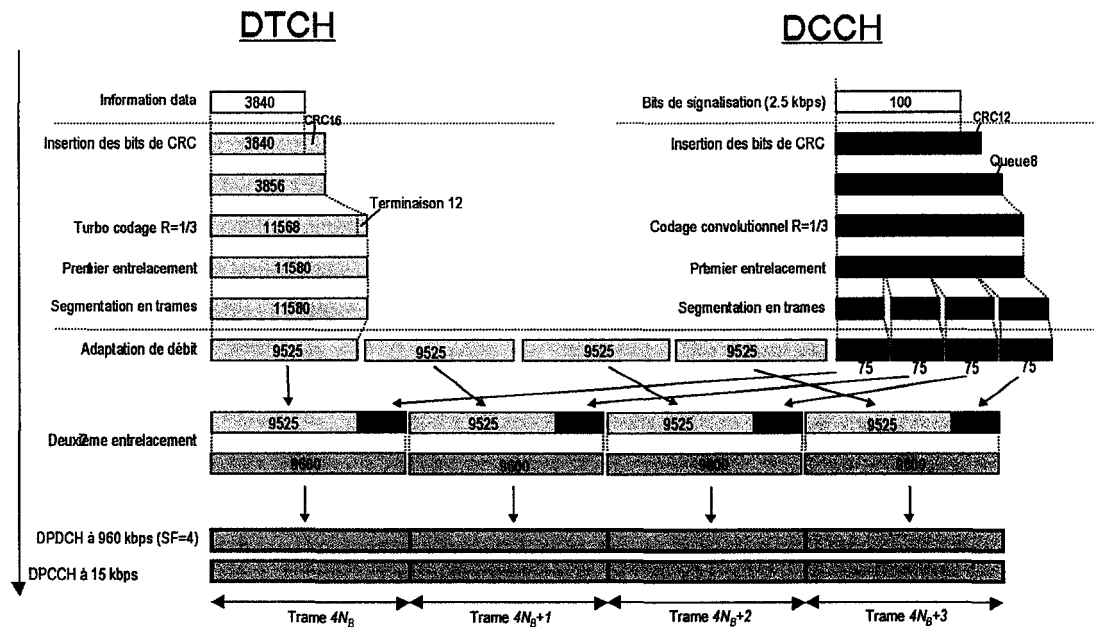


Figure 4.14 Éléments de codage pour les canaux de transport pour un service de 384 kbps.

4.6 Conclusion

La description de la couche physique tel que décrite dans le standard par l'organisme 3GPP nous a permis de construire la plate-forme Monark©. Cette plate-forme servira de base pour la preuve de concept logiciel du détecteur FC-MUD que nous proposons dans cette thèse. Nous avons considéré important de bien décrire la plate-forme de simulation Monark© qui a servi à valider les propositions et de les comparer par rapport aux MUD issus de la littérature dans des conditions proches de la réalité. Aussi, nous allons pouvoir exprimer les résultats de comparaison entre les récepteurs en fonction du BLER qui constitue une unité de mesure de la qualité de service du lien montant dans les systèmes de 3G. Les résultats de simulation ainsi que la complexité de calcul font l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 5

Synthèse des Résultats

Les chapitres 2 et 3 nous ont permis de poser un modèle simplifié d'une communication DS-CDMA et de définir un ensemble de récepteurs pour cette technologie. Le chapitre 4 nous a permis de caractériser les différents constituants de la couche physique WCDMA-FDD pour les communications 3G. Étant donné le nombre important de récepteurs à étudier et les différentes plateformes possibles, nous avons établi une stratégie de comparaison et de mise en pratique. Dans un premier temps, dans la section 5.1, nous rapporterons les études préliminaires effectuées et les difficultés de la mise en œuvre d'une plate-forme de simulation. Par la suite, la section 5.2 nous permettra d'établir par simulation, les limites de performances du récepteur conventionnel Rake et ceci quels que soient les constituants de la plate-forme utilisée spécialement en terme des codes pseudo aléatoires utilisés. Nous en profiterons aussi pour établir les modes de visualisation des performances que nous allons adopter le long de ce chapitre.

Par la suite, dans la section 5.3, nous analyserons les différentes classes de détecteurs dans la plate-forme DS-CDMA. Le but étant de ressortir les récepteurs les plus performants dans chacune des classes de MUD. Nous allons valider le cœur de la proposition qui se décrit par son schéma le plus simple, c'est-à-dire, Signature linéaire et Détection linéaire. La version DF (*Decision Feedback*) de notre proposition (voir section 3.1) ne sera pas évaluée au cours de cette étude dû au fait d'une contrainte de parallélisme posée par la dépendance des données qui sera détaillée à la section 5.4.1. Dans l'hypothèse que les performances attendues ne sont pas atteintes, nous devons évaluer les autres structures proposées sachant qu'en définitif, la complexité va s'accroître.

Pour une mise en œuvre en pratique, les performances ne sont pas l'unique attrait pour décider du choix à adopter. En effet, la complexité arithmétique est très importante à établir et à tenir en compte. Dans la section 5.4, nous traiterons le parallélisme et ses contraintes pour une mise en œuvre en technologie VLSI. Dans cette même section, une comparaison de la complexité des différents candidats issus de la conclusion de la section 5.3 permettra de réduire les candidats possibles au minimum, à savoir deux techniques en plus du récepteur conventionnel. Suite à cette sélection, la section 5.5 utilisera la plate-forme Monark© réalisant les plus importantes composantes de la couche physique de la 3G décrites dans le chapitre 4. Cette plate-forme, donnant aux simulations une plus grande exactitude, permettra d'établir les performances de la technique proposée en comparaison avec le meilleur candidat issu de la littérature et présenté au chapitre 2 incluant nos propositions. À la section 5.6, une application pratique a été faite en simulant l'envoi d'une image et en analysant la capacité des récepteurs à bien détecter et restituer l'image. Nous finirons par une conclusion à la section 5.7.

5.1 Études préliminaires

Tout au long de ce travail de recherche, plusieurs plate-formes de simulation ont été utilisées et/ou réalisées pour comparer les différentes techniques MUD proposées dans la littérature ainsi que l'analyse et la simulation des performances de la classe d'algorithmes proposée dans cette thèse.

- « *Spanc-me* » constitue la première plate-forme adoptée pour se familiariser avec les systèmes DS-CDMA, développée au laboratoire BERG (*BroadBand Adaptive Receiver Design*) de l'université de Cornell [LEO99] sous *Matlab*. Nous avons conduit une première étude comparative des différents MUD cités dans le chapitre 2 et les deux versions linéaires et non linéaires du récepteur proposé FC-MUD [DAH01]. Les résultats obtenus avec cette plate-forme ont permis la publication de 3 articles de conférences. Le premier [DAH02a] classe les différents MUD issus de la littérature en des performances algorithmiques et de mise en œuvre en technologie VLSI. Le deuxième [DAH02b] introduit un nouveau récepteur MUD basé sur les réseaux de neurones alors que le dernier [DAH02c] introduit la sensibilité des récepteurs MMSE à la qualité d'estimation des paramètres du canal. Les résultats obtenus dans ce dernier article constituent un déclencheur pour la proposition de l'adaptation mixte que nous avons présentée dans la section 3.4.
- Par l'expérience accumulée durant l'étude, nous avons développé une plate-forme d'études préliminaires, nommée plate-forme DS-CDMA, que nous

utiliserons dans les sections 5.2 et 5.3 pour conduire notre étude comparative des techniques MUD en incluant la méthode proposée. Nous avons redéfini cette plate-forme pour admettre différents codes d'étalement, différents canaux de communication stationnaires à même une simulation et réduire les temps de simulation en insérant des modèles de fonctions programmées en langage C.

- Les premiers pas de simulation dans une plate-forme renfermant la couche physique WCDMA-FDD ont été réalisés dans le simulateur commercial *RadioLab* de *Radioscape* intégré dans *Simulink* de *Mathworks* [DAH03a]. Les temps de simulations importants ont motivé la programmation en langage C et *Matlab* des blocs essentiels de la couche physique selon la description du chapitre 4. Seul le modèle du canal de communication était généré par l'outil *Radiolab*. Nous avons mené une série de simulations avec une et deux antennes à la réception et pour différentes vitesses de déplacement des mobiles [DAH03b].
- Finalement, nous avons réalisé une plate-forme WCDMA-FDD incorporant un modèle complet du canal de communication [LI02] respectant les paramètres radio de la 3G. Cette plate-forme, nommée Monark©, a été utilisée pour réaliser les résultats de simulation présentés dans la section 5.6.

5.2 Performances du récepteur conventionnel Rake

Toutes les courbes que nous allons présenter dans cette section et les sections suivantes pour établir les performances des récepteurs DS-CDMA mettent en évidence le taux

d'erreur sur les bits transmis (BER – *Bit Error Rate*) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR – *Signal Noise Ratio*). Contrairement aux techniques TDMA, les performances des systèmes DS-CDMA sont directement liées au nombre d'utilisateurs présents dans une même cellule. Ainsi, une nouvelle représentation des courbes de performances permet d'introduire le nombre d'utilisateurs. Cette représentation graphique met en évidence le rapport signal sur bruit (SNR) exprimé en *dB* en fonction du nombre d'utilisateur (K) et ceci pour un BER cible. La réalisation d'un tel graphique implique forcément que plusieurs courbes de BER en fonction du SNR pour plusieurs utilisateurs soient simulées.

Pour mettre en évidence les différentes courbes de performances retenues pour cette étude, nous analysons les performances du récepteur Rake dont le mode de fonctionnement a été décrit au chapitre 2, considérons par la même occasion, le simulateur décrit dans ce même chapitre sans inclure toutes les fonctionnalités de la 3G. Nous l'appellerons le simulateur simplifié qui nous permettra d'établir les performances des différents récepteurs avec une précision suffisante pour conclure sur les performances relatives des méthodes tout en gagnant sur le temps de simulation.

Dans cette section, les simulations sont conduites en connaissance parfaite des délais et des coefficients du canal de communication. Ce dernier est modélisé selon deux configurations : canal AWGN et canal stationnaire à $L=6$ chemins de propagation. Pour chacune des deux configurations, nous considérons le cas synchrone et le cas asynchrone. Dans le cas asynchrone, le délai maximum est fixé à $N_c - 1$ ou N_c représente la longueur du code d'étalement.

En ce qui a trait aux codes pseudo aléatoires retenus pour les simulations, nous citons :

- les codes de Gold à valeurs réelles avec $N_c = 31$ (couramment utilisés dans la littérature pour l'étude des MUD),
- les codes uniques dans la 3G avec $N_c = 32$ et une périodicité de $n_{SF} = 1$,
- les codes courts (256 chips) utilisés dans la 3G avec $N_c = 32$ et une périodicité de $n_{SF} = 8$,
- les codes longs (38400 chips) utilisés dans la 3G avec $N_c = 32$ et une périodicité de $n_{SF} = 1200$.

Le choix de ces différents codes nous permettra d'étudier l'influence de la structure des codes pseudo aléatoires sur les performances du Rake et établir par la même occasion, les situations problématiques auxquelles l'utilisation des MUD devient primordiale. Aussi, sachant que la totalité des techniques MUD citées au chapitre 2 reposent sur les performances du Rake comme information au préalable, nous pourrions établir les conditions de simulation pour lesquelles le MUD est mis à l'épreuve.

Les figures 5.1 et 5.2 permettent de rapporter les performances du récepteur Rake dans différentes conditions du canal mais pour un même type de code pseudo aléatoire soit $N_c = 31$. Nous notons que le récepteur Rake performe bien dans un canal AWGN synchrone lorsque le nombre d'usagers est inférieur à 15. Au-delà de ce nombre d'usagers, les performances se dégradent rapidement. Ceci est dû aux interférences MAI issues de la non-orthogonalité des codes des usagers. Les performances se dégradent encore plus rapidement lorsque le canal devient asynchrone. Ceci est justifié du fait que les codes de Gold n'ont d'excellentes propriétés d'intercorrélation qu'à l'origine.

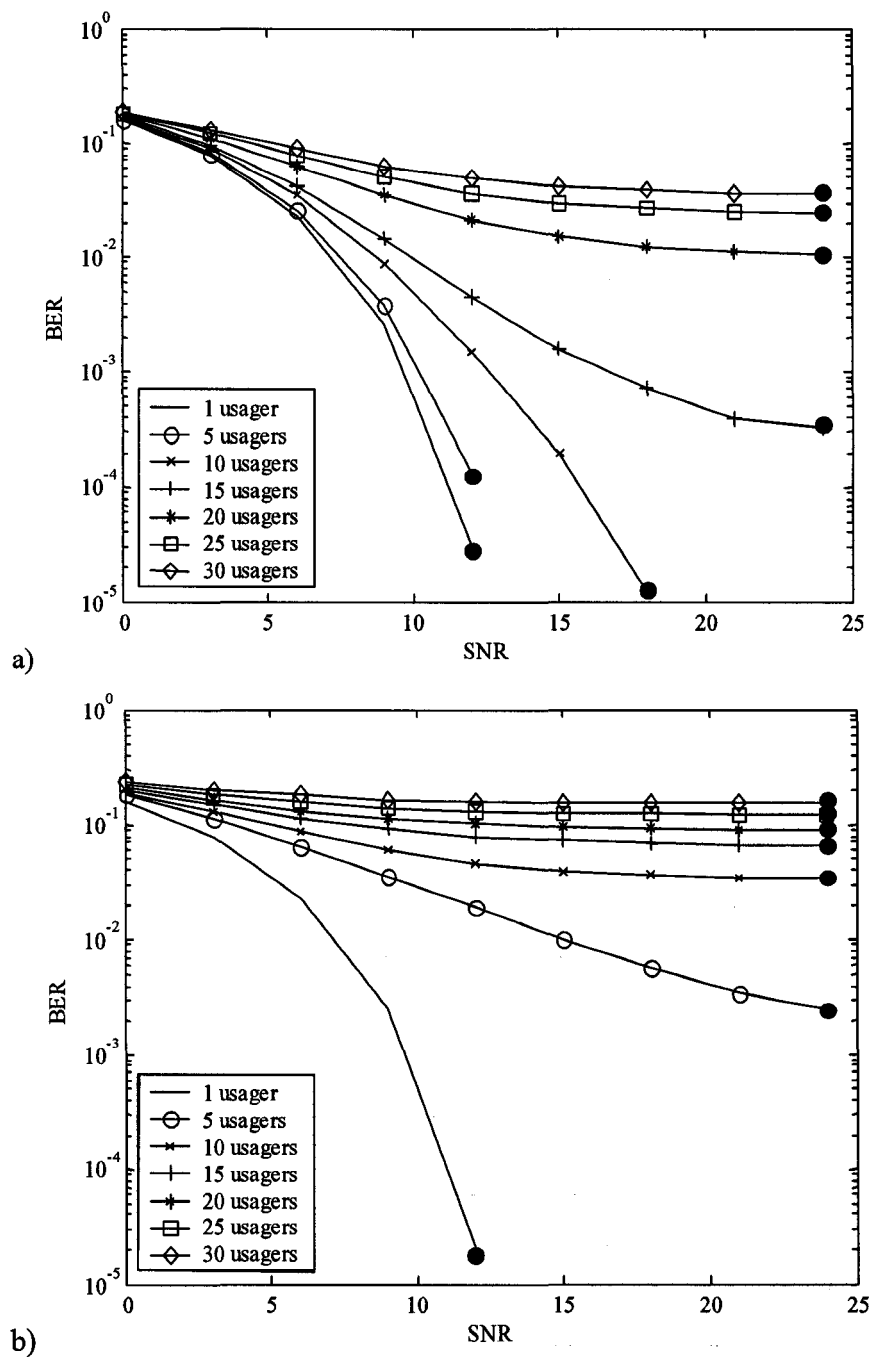


Figure 5.1 Performances du récepteur Rake dans un canal AWGN a) synchrone et b) asynchrone, pour $N_c=31$.

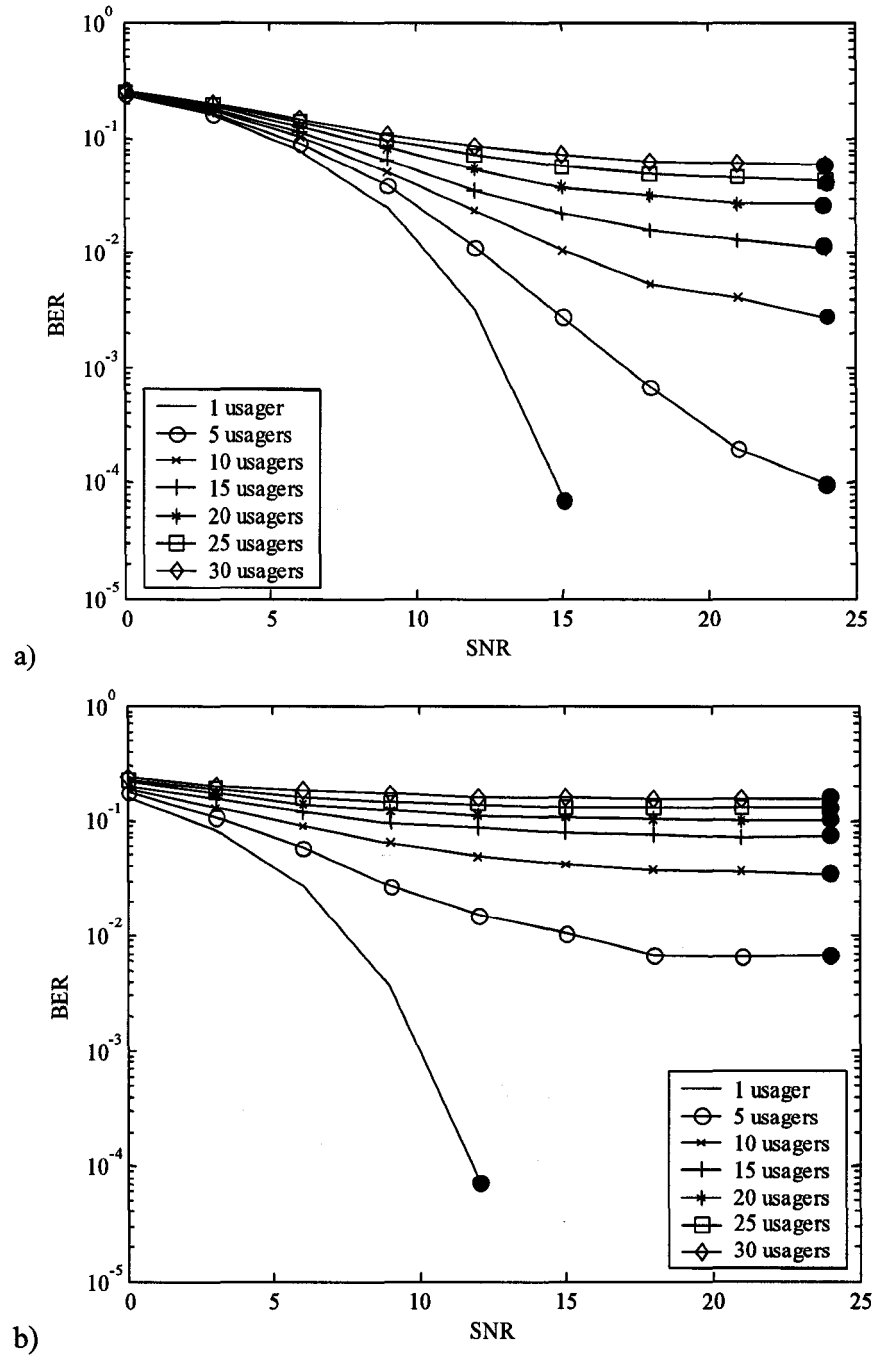
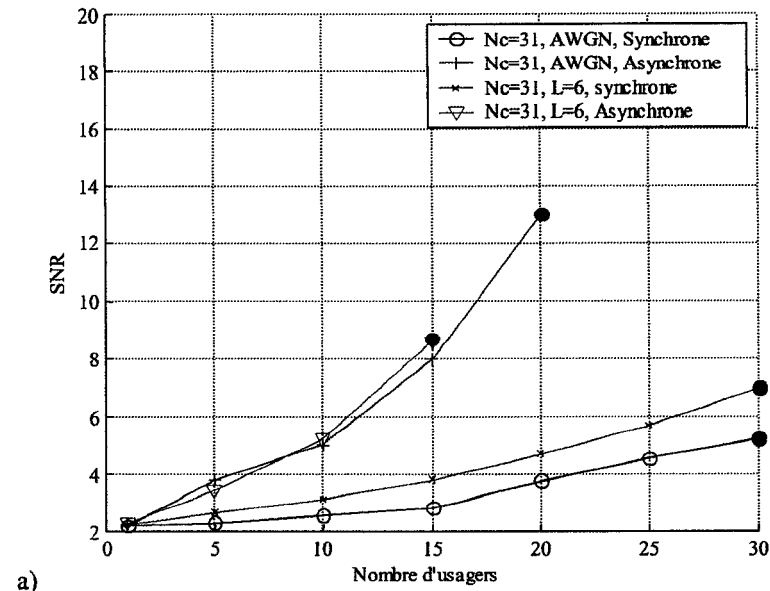


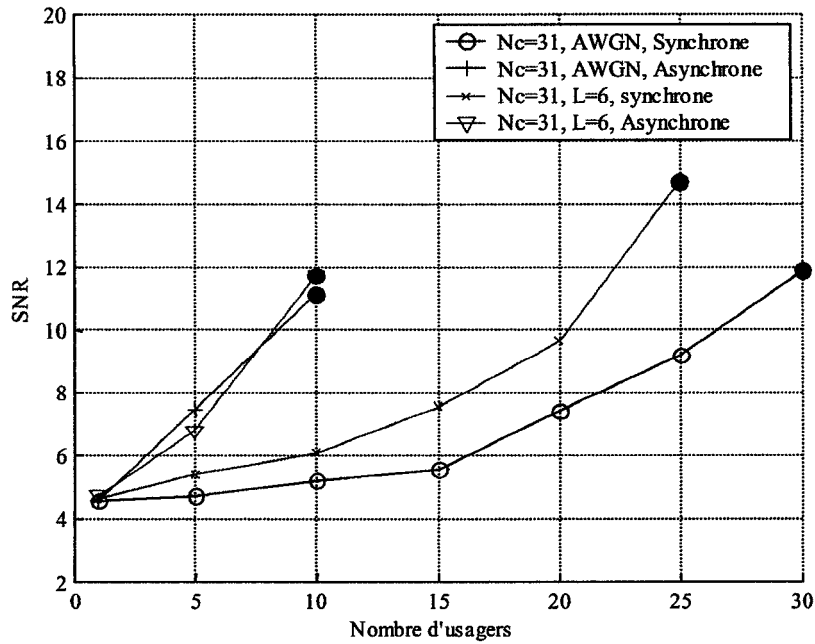
Figure 5.2 Performances du récepteur Rake dans un canal $L=6$ a) synchrone et b) asynchrone, pour $N_c=31$.

De la figure 5.2, nous notons aussi que dans un même cas de synchronisme, lorsque le canal passe du AWGN au canal à trajets multiples ($L=6$), les performances du Rake se détériorent légèrement. Ceci est principalement dû à la dégradation des propriétés d'intercorrélation des codes due au canal de communication malgré une connaissance parfaite des paramètres de ce dernier.

À partir de l'ensemble des courbes présentées aux figures 5.1 et 5.2, nous pouvons représenter les résultats de toutes les simulations effectuées pour un cas de figure du BER en dedans d'un seul et même graphique. Cependant, il s'agit de définir le BER cible pour lequel la courbe est représentée. Dans les figures 5.3 et 5.4, nous avons représenté les courbes du SNR en fonction du nombre d'utilisateur K et ceci pour trois valeurs différentes de BER. Le choix du BER (qui représente un BER avant décodage) est difficile à établir avec certitude pour assurer les BER après décodage variant de 10^{-3} à 10^{-8} selon les services (voix ou données). Cependant, la littérature s'entend pour regarder entre 10% et 1% pour le BER. Le point à la fin des courbes indique les limites de performances de la technique à l'intérieur des intervalles de simulation. Ainsi, pour $N_c=31$ et $L=6$, le Rake n'est pas capable de détecter 20 usagers simultanément. Ceci est pris à titre de comparaison, par contre, grâce à la plate-forme Monark© que nous utiliserons pour la comparaison finale, cette barrière ne sera plus présente. Nous aurons en effet accès aux différents points de mesure en terme de BER avant et après décodage et même le taux d'erreur sur les blocs transmis (*BLER : BLock Error Rate*).



a)



b)

• → Limite de performance

Figure 5.3 Performances du récepteur Rake dans différents canaux de communication, $N_c=31$ et un BER de a) 10% et b) 5%.

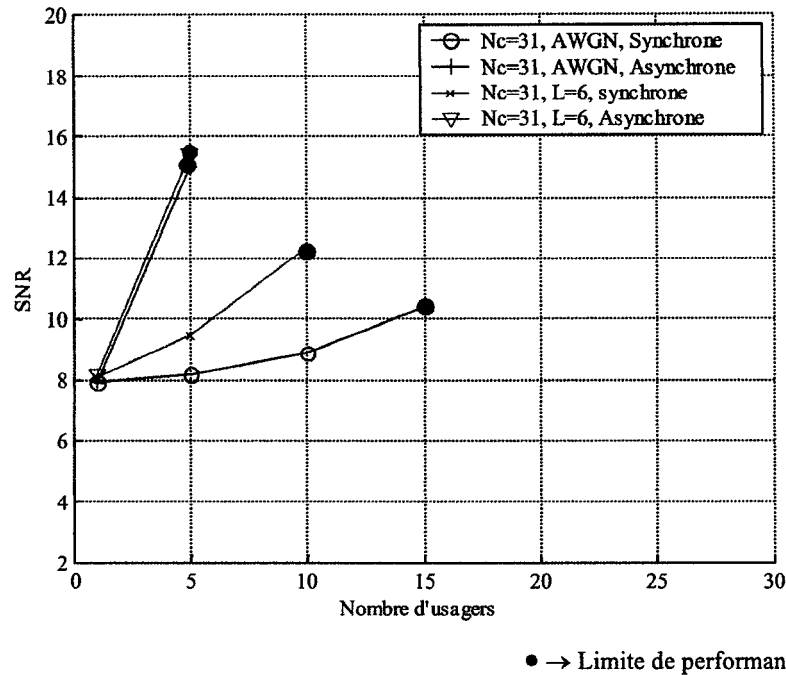


Figure 5.4 Performances du récepteur Rake dans différents canaux de communication, $N_c=31$ et un BER=1%.

Étant données les différences importantes dans les compositions des signaux entre les deux plate-formes (spécialement en terme d'entrelacement, de *Rate Matching* et codage), il est impossible d'établir un lien direct entre le BER avant décodage qui sera établi dans les simulation avec la plate-forme Monark© et celui présenté dans cette section. Donc, le choix du BER entre 10% et 1% reste une indication seulement mais les performances relatives des techniques de réception demeurent valables. La comparaison avancée en performance sera assurée par la plate-forme Monark©.

Grâce aux figures 5.3 et 5.4, nous constatons clairement les effets du canal sur les performances du récepteur Rake, spécialement dans le cas du canal asynchrone où la détérioration est évidente. En effet, pour un BER de 5% par exemple, le récepteur Rake dans un canal à trajets multiples n'est pas capable de répondre à 30 usagers alors que ceci

est faisable dans un canal AWGN. Cette représentation est particulièrement intéressante car elle nous permet de déduire automatiquement la capacité en terme du nombre d'usagers et le niveau SNR pour une qualité de service donnée représentée dans notre cas par le BER.

Nous venons d'établir la sensibilité du récepteur Rake selon le type de canal considéré. Nous avons refait les simulations précédentes mais cette fois, en considérant les codes pseudo aléatoires de la 3G. Nous résumons dans le tableau 5.1 les performances du récepteur Rake selon trois configurations du canal et trois types de codes pseudo aléatoires qui varient selon leur périodicité. Nous constatons, d'une manière générale quel que soit le canal considéré, les codes pseudo aléatoires dans la 3G sont d'autant plus performants que leur périodicité est élevée. La périodicité améliore les propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélation en donnant l'impression d'utiliser des codes aléatoires. Ceci est d'autant plus vrai que pour un canal AWGN asynchrone, seul le système muni d'une périodicité de type code long permet au système de bien fonctionner. D'autant plus qu'aucune complexité supplémentaire n'est requise pour passer d'un code court à un code long pour le récepteur Rake. Par contre, la complexité des MUD croît avec la périodicité. Le standard 3GPP préconise l'utilisation des codes longs (38400 chips) pour le Rake et a ouvert la porte au MUD en insérant la possibilité pour les stations de base d'utiliser des codes courts (256 chips). Cependant, il est à noter que même en utilisant les codes longs, le récepteur Rake est limité en terme de capacité. En effet, même en connaissance idéale du canal, le récepteur Rake n'est pas capable de répondre à plus de 20 usagers pour une qualité de service à un BER de 5%. Il passe même à 10 usagers lorsque le BER cible est de 1%.

Tableau 5.1 Performances du récepteur Rake en fonction du type de codes pseudo aléatoires avec $N_c=32$.

	Canal	type de codes	Paramètres à déterminer	BER cible		
				10%	5%	1%
Synchrone	AWGN, $L=1$	unique	K_{max}	10	1	1
			SNR (dB)	16.2	7.5	10.9
		court	K_{max}	10	5	1
			SNR (dB)	8.4	15.6	10.9
		long	K_{max}	30	20	10
			SNR (dB)	11.1	14.4	17.4
Asynchrone	AWGN, $L=1$	unique	K_{max}	30	20	5
			SNR (dB)	14.2	13.2	13.3
		court	K_{max}	30	20	15
			SNR (dB)	13.2	13.5	19.7
		long	K_{max}	30	20	15
			SNR (dB)	11.3	14.5	16.7
	stationnaire, $L=6$	unique	K_{max}	30	20	10
			SNR (dB)	12.2	15.6	19
		court	K_{max}	30	20	10
			SNR (dB)	11.9	15.5	18
		long	K_{max}	30	20	10
			SNR (dB)	11.4	14.9	17.4

Cette section nous a permis de définir les procédés de simulation et de schématiser les performances à relever selon des critères bien établis et justifiés. Les résultats de simulation nous démontrent que le Rake est limité en performances à cause de la présence des interférences MAI. Ainsi, la présence du MUD devient primordiale pour diminuer, voire éliminer ces interférences. L'étude de performance des MUD est effectuée dans la section suivante en considérant la même plate-forme DS-CDMA.

5.3 Performances des récepteurs MUD

Étant donné le nombre important de techniques MUD à comparer, nous subdivisons cette section en sous-sections, chacune traitant d'une catégorie de MUD que nous avons présentés dans les chapitres 2 et 3. Dans toutes les simulations, les paramètres des canaux de tous les usagers sont parfaitement estimés (connaissance parfaite du canal). Des simulations en considérant un estimateur de canal seront présentées à même la plate-forme Monark© dans la section 5.5 pour utiliser les canaux dédiés à l'estimation du canal prévu à cet effet par le standard 3GPP. Seul le cas asynchrone sera considéré dans ce qui suit étant donné que le WCDMA-FDD est conçu en mode asynchrone. Nous observerons le comportement des MUD en présence de canaux à trajets multiples ($L=6$) utilisant un code unique ($n_{SF}=1$) sauf pour le récepteur Rake auquel nous avons considéré un code long.

Dans cette étude, nous avons considéré les récepteurs suivants :

Rake	: Rake avec code unique
Rake-L	: Rake avec code long
MMSE	: MMSE indirect basé sur l'inverse de matrice
ZF	: ZF indirect basé sur l'inverse de matrice
Mixte-MMSE	: MMSE direct basé sur l'adaptation mixte proposée
Hard-DF-MSIC	: MSIC à retour de décision utilisant une décision dure
Soft-DF-MSIC	: MSIC à retour de décision utilisant une décision douce
Hard-MPIC	: MPIC utilisant une décision dure
Soft-MPIC	: MPIC utilisant une décision douce
Hard-DF-MPIC	: MPIC à retour de décision utilisant une décision dure
Soft-DF-MPIC	: MPIC à retour de décision utilisant une décision douce
Mixte-FC-MUD	: FC-MUD proposée basée sur l'adaptation mixte proposée (sans retour de décision)

5.3.1 Performances des techniques MMSE

Dans cette catégorie, nous incluons les performances du MMSE et le ZF, dont les paramètres sont déterminés par inversion de matrice, et la version mixte du MMSE tel que proposée dans le chapitre 3. Cette dernière évite l'inversion de la matrice en adaptant les poids à partir d'un signal généré pour cet effet. Cette version représente le premier bloc de la proposition décrite dans le chapitre 3.

Les figures 5.5 à 5.7 nous permettent d'analyser les performances de ce groupe de détecteurs MUD et de les comparer par rapport au récepteur conventionnel Rake. Il est clair que le MMSE performe nettement mieux que le ZF sachant que le premier connaît parfaitement le niveau du bruit additif. Ce dernier est un élément de plus à estimer advenant une mise en œuvre du MMSE sans oublier sa sensibilité par rapport aux erreurs d'estimation [DAH02c]. Il est à noter que le ZF, ne tenant pas compte de la présence du bruit additif, ses performances se dégradent rapidement lorsque le niveau de ce bruit est plus élevé que celui des MAI. Ceci explique les performances moins bonnes dans la figure 5.5 en comparaison avec celles de la figure 5.7. La présence du Rake dans les courbes de performance nous permet de visualiser les cas où les MAI sont dominants.

Nous notons aussi que les performances du ZF s'améliorent en considérant des BER plus faible. Ceci est tout à fait logique puisque le niveau de bruit est plus faible dans cette région. N'oubliant pas que le ZF est le même que le MMSE en considérant un niveau de bruit nul.

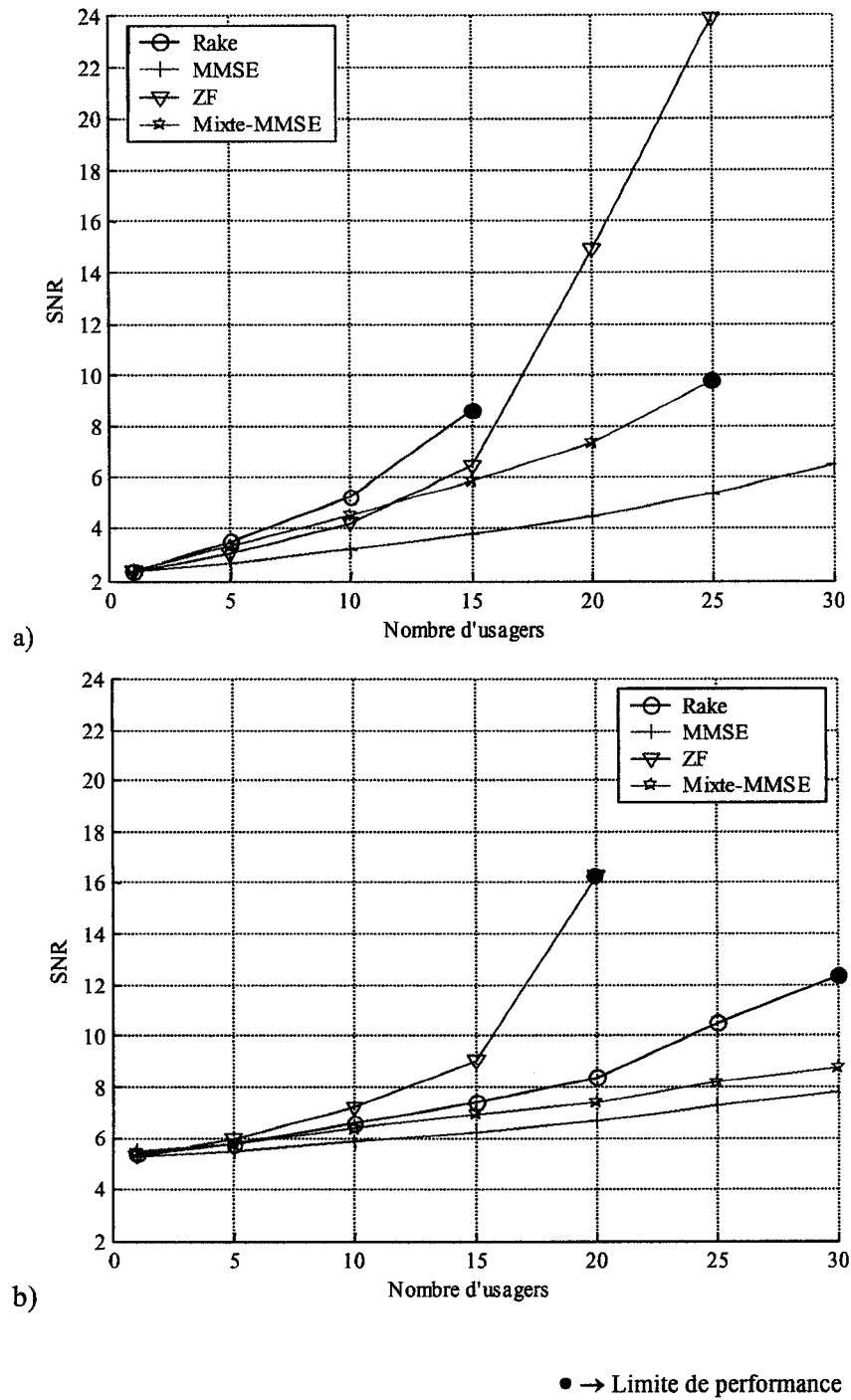
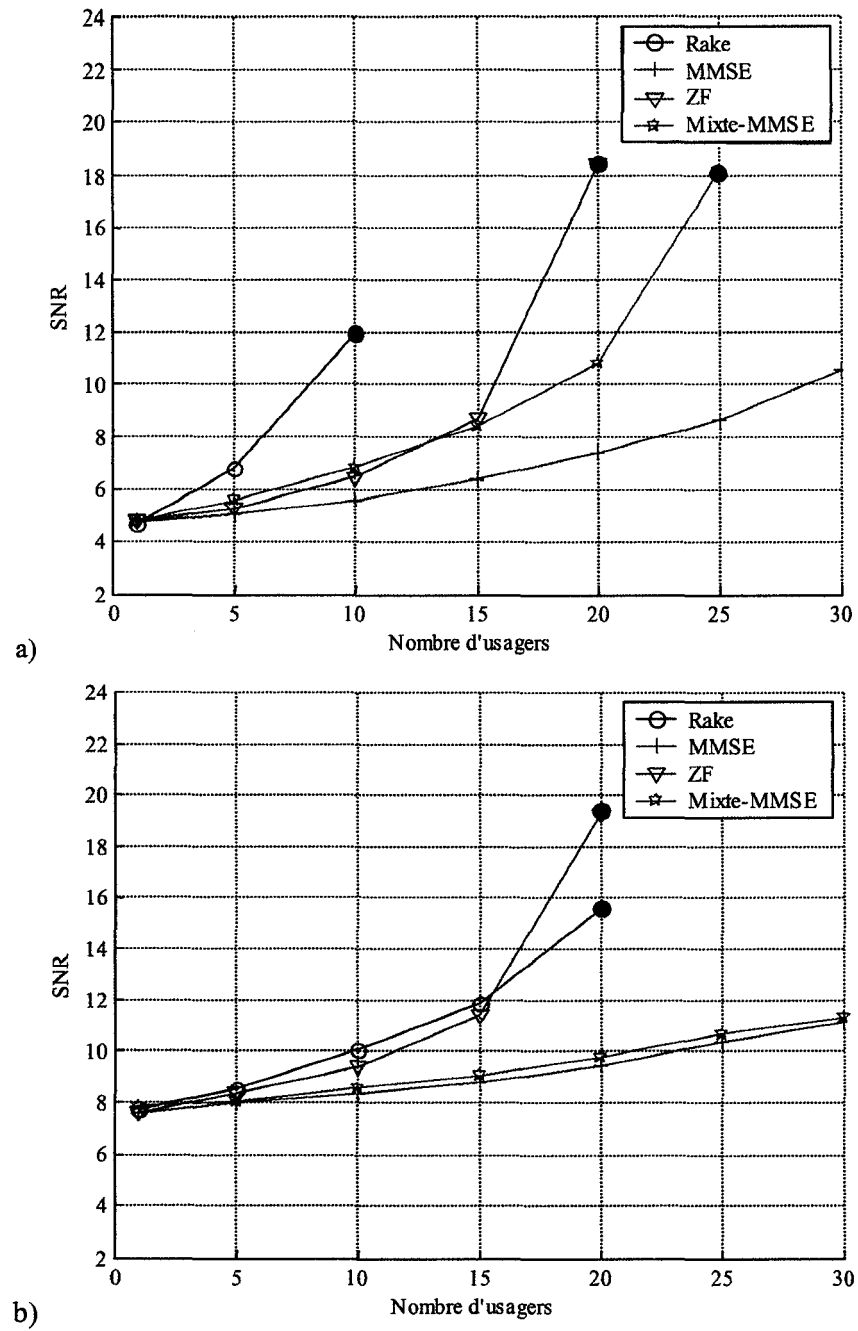
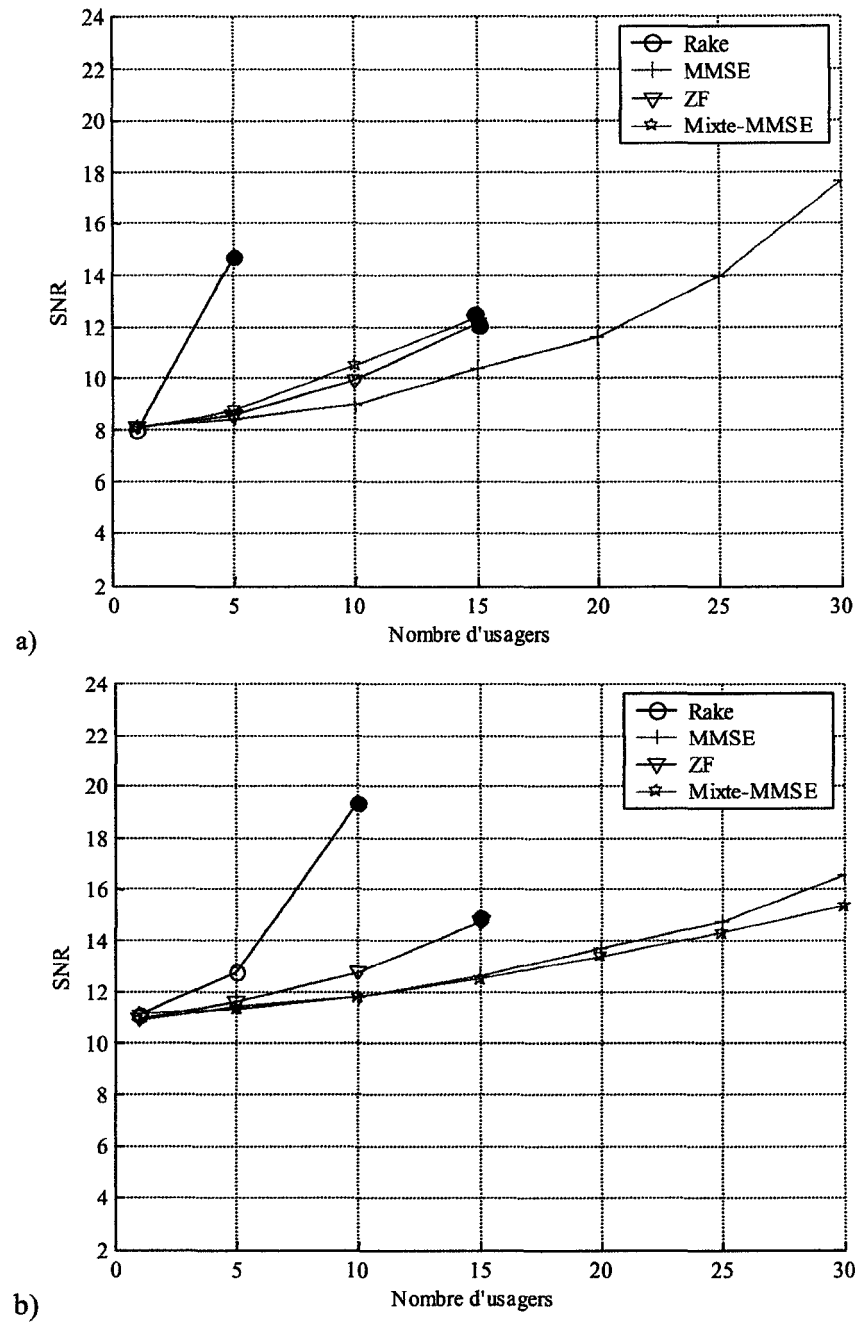


Figure 5.5 Performances des récepteurs à base du MMSE pour des canaux asynchrones, un BER=10% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$.



• → Limite de performance

Figure 5.6 Performances des récepteurs à base du MMSE pour des canaux asynchrones, un BER=5% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$.



• → Limite de performance

Figure 5.7 Performances des récepteurs à base du MMSE pour des canaux asynchrones, un BER=1% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$.

En ce qui concerne la technique Mixte-MMSE, qui constitue une des propositions de la thèse, non seulement les performances sont excellentes en comparaison avec le MMSE indirect pour l'annulation des MAI, mais en plus, nous n'avons plus de problèmes d'inversion de matrice ni de recherche des délais optimums lors de la détermination des filtres [LEO99].

Il est à noter qu'une telle technique mixte n'a pas été proposée comme MUD pour les systèmes DS-CDMA. Ceci a motivé également le développement de la technique proposée FC-MUD pour améliorer d'avantage les performances du Mixte-MMSE en incorporant un second bloc de filtrage avec sa propre adaptation.

5.3.2 Performances des techniques IC

Les techniques d'annulation des interférences (IC : *Interference Cancellation*) sont basées, tel que rapporté dans le chapitre 2, sur des techniques successives MSIC (*Multistage Successive Interference Cancellation*) et sur des techniques parallèles MPIC (*Multistage Parallel Interference Cancellation*). Les résultats de simulation, dans les mêmes conditions que celles de la sous-section 5.3.1, sont illustrés sur les figures 5.8 à 5.10. Toutes les simulations sont effectuées pour un nombre d'étages égal à 5 excluant l'étage Rake. La mention DF (*Decision Feedback*) permet au récepteur de profiter de la donnée qui vient d'être détectée pour l'utiliser lors de la soustraction des interférences pour la donnée prochaine sans avoir à attendre au prochain étage. En ce qui concerne la mention *Hard* ou *Soft*, elle indique le choix de la fonction de décision entre la fonction signe et la fonction linéaire saturée.

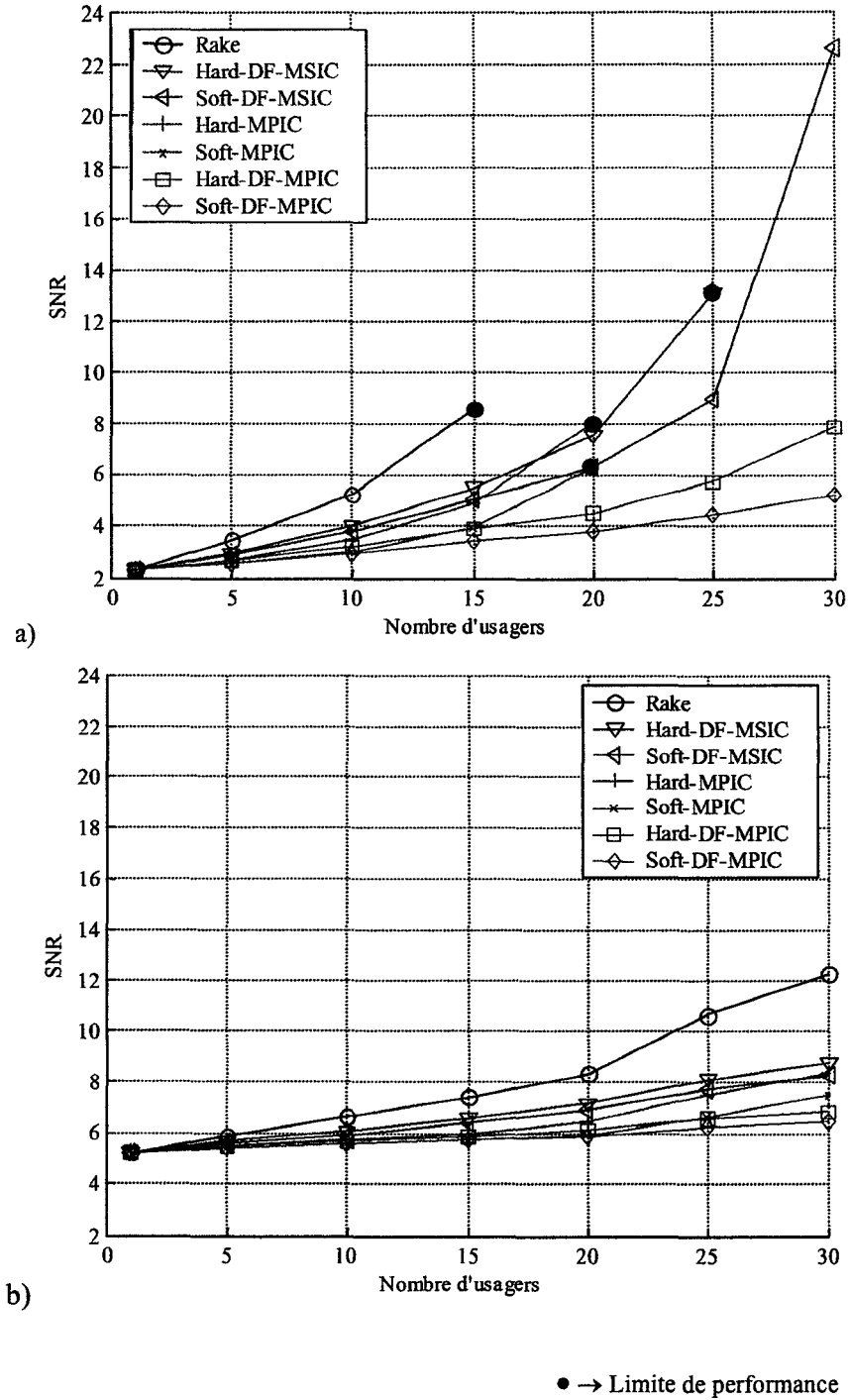
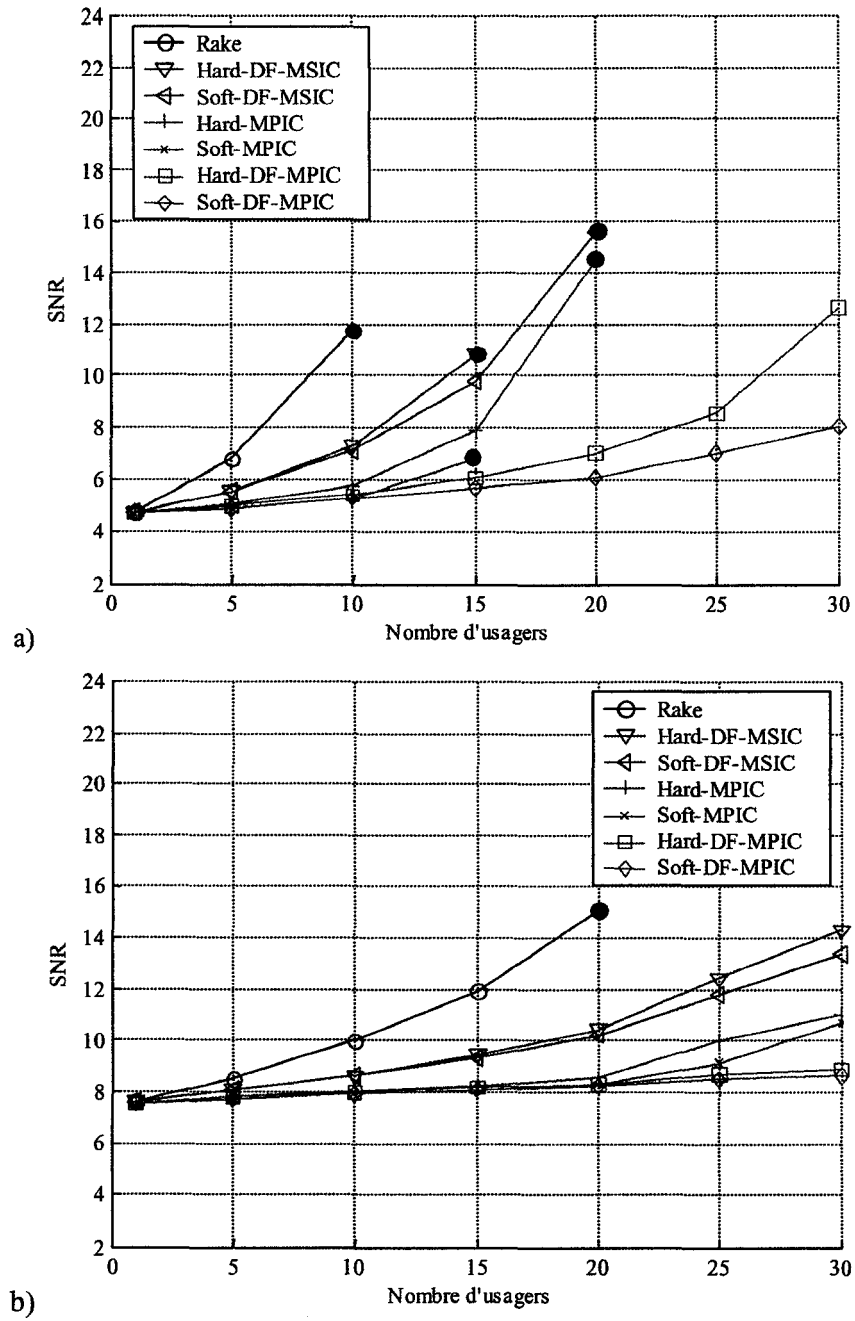


Figure 5.8 Performances des récepteurs IC pour des canaux asynchrones, un BER=10% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$.



• → Limite de performance

Figure 5.9 Performances des récepteurs IC pour des canaux asynchrones, un BER=5% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$.

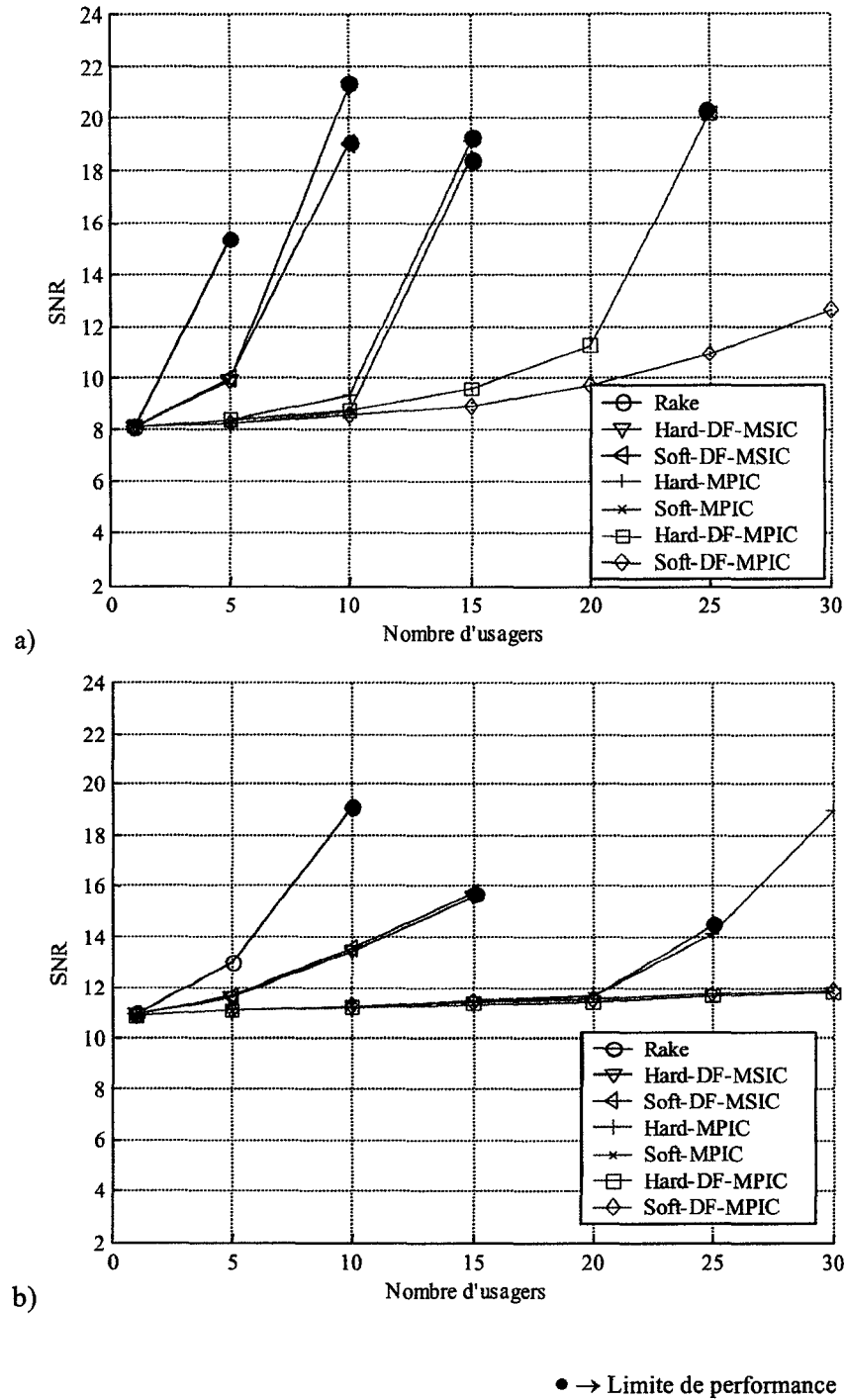


Figure 5.10 Performances des récepteurs IC pour des canaux asynchrones, un BER=1% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$.

Pour alléger les courbes des figures 5.8 à 5.10, nous avons représenté directement le MSIC sous sa forme DF qui constitue la version la plus performante. Malgré cela, les performances sont moins bonnes que n'importe quelle version du MPIC. Ceci est dû au fait que les simulations sont conduites avec un contrôle quasi-parfait de la puissance. Cette dernière est justifiée du fait que dans la norme 3GPP, une commande de contrôle de puissance est effectuée à chaque *slot* assurant un gain en puissance constant pour tous les usagers. De plus, seul le dernier usager du MSIC bénéficie d'une annulation complète des interférences. Ceci explique davantage les différences de performance.

Il est à noter aussi que les performances en utilisant des informations douces (Soft) présentent de meilleures performances grâce à la pondération supplémentaire qu'offre la technique pour donner un degré de confiance à la quantité d'interférence MAI à supprimer. En effet, toute annulation erronée de l'information augmente le niveau d'interférence au lieu de l'éliminer.

Finalement, nous constatons que le Soft-MPIC, lorsque utilisé en DF et en connaissance parfaite des paramètres du canal, offre une amélioration appréciable des performances. En effet, spécialement pour le code unique avec $N_c=32$, le Soft-DF-MPIC est capable d'éliminer tous les MAI (courbes horizontales). Ceci est étroitement lié à la performance du récepteur Rake qui est capable, dans ces conditions, d'offrir un bon estimé. À l'opposé, dès que les codes utilisés sont de type Gold avec $N_c=31$, le Soft-DF-MPIC n'est plus capable d'offrir une même allure de courbes horizontales.

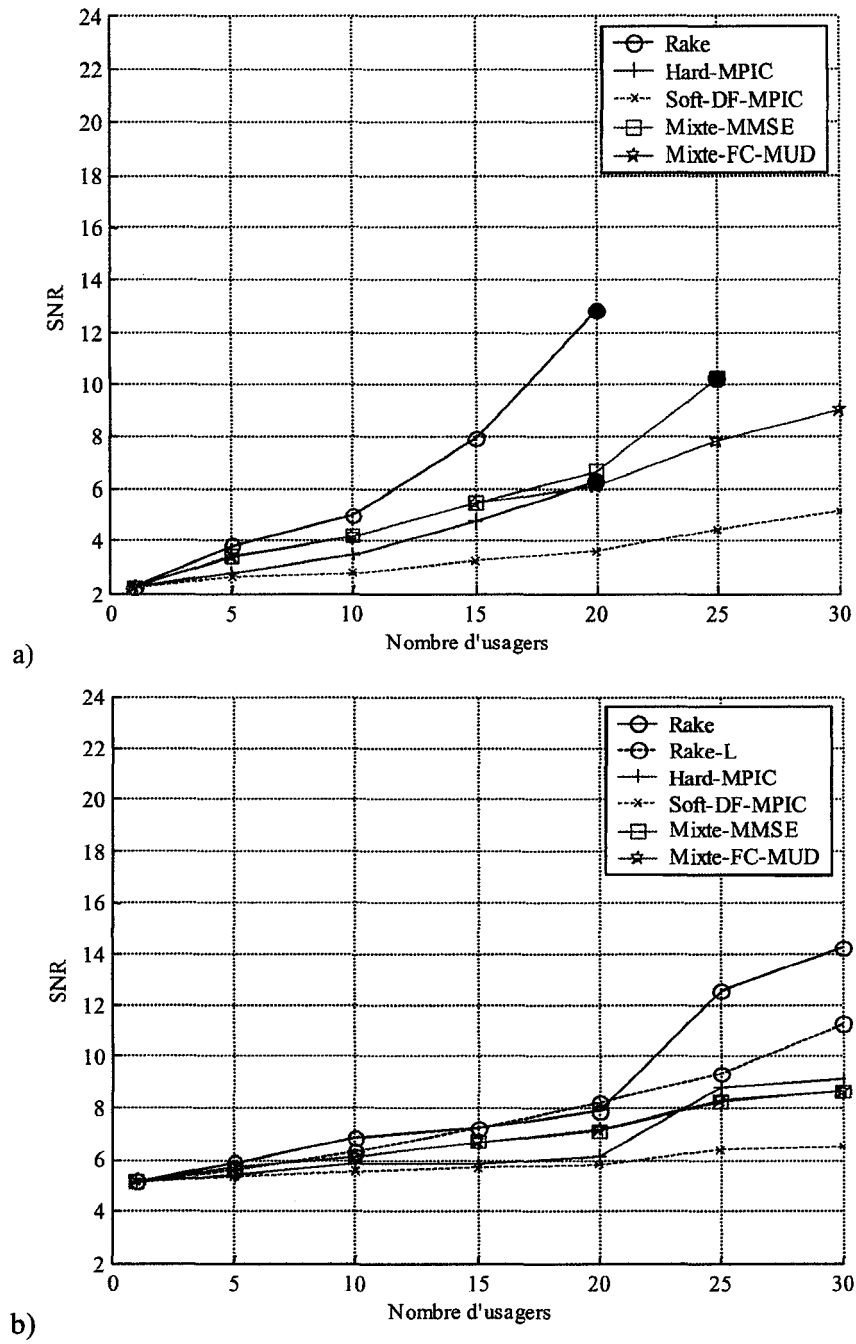
5.3.3 Performances du Mixte-FC-MUD

Dans cette section, nous comparons les performances de la technique proposée à celle du Rake, Mixte-MMSE et du MPIC (sous ses versions Hard et Soft-DF). Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures 5.11 à 5.13.

En premier lieu, notons que pour $N_c=31$, la technique proposée permet une amélioration appréciable par rapport au bloc Mixte-MMSE qui constitue le premier élément de la proposition. Le gain croît en fonction du nombre d'utilisateurs ou des interférences MAI. Non seulement l'amélioration est notable mais en plus, le premier bloc de la technique proposée utilise une complexité moindre en réduisant la taille de son filtre. En effet, le deuxième bloc (bloc Détection) traite aussi bien les interférences ISI que les MAI. Donc, il n'est pas nécessaire au premier bloc d'être surdimensionné.

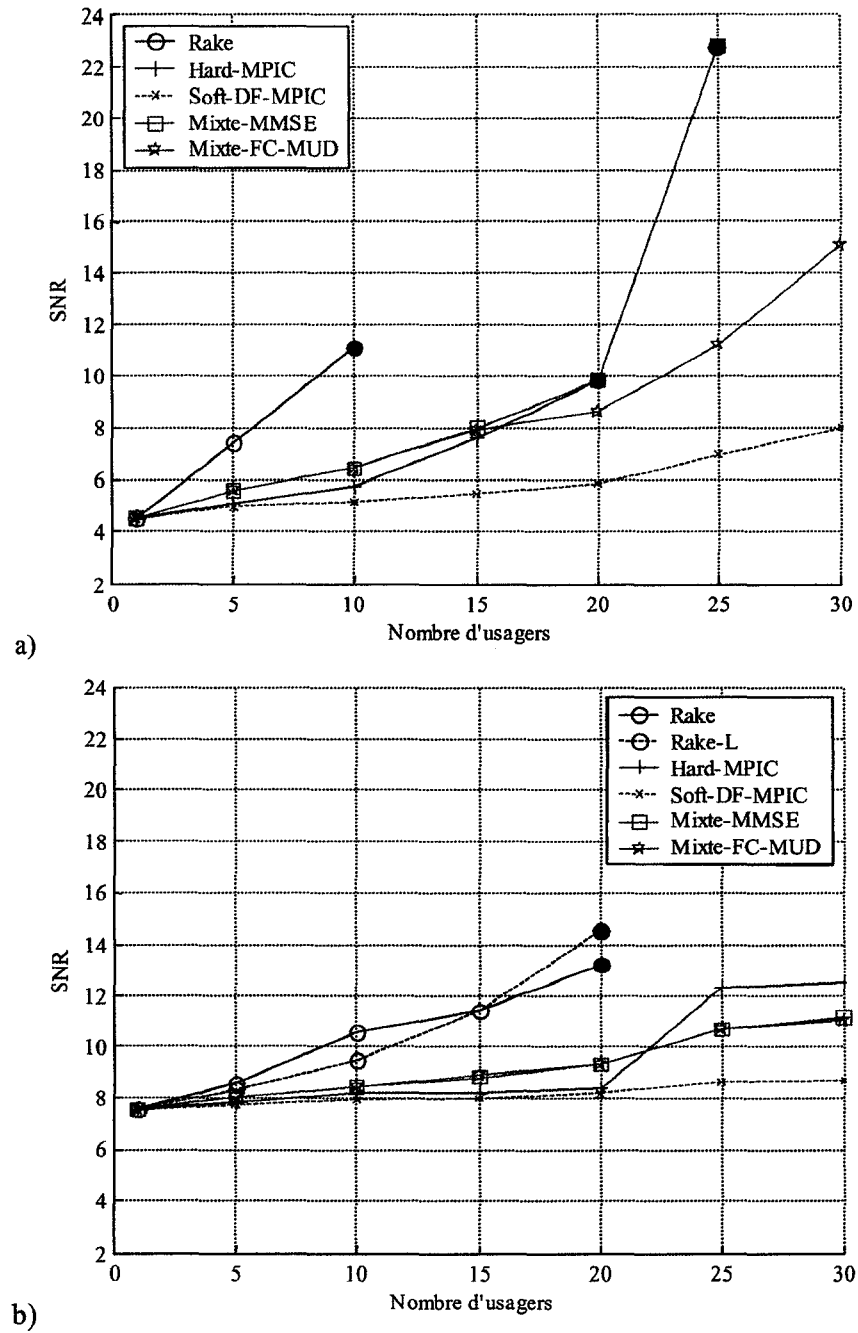
En second lieu, pour $N_c=32$, aucune augmentation de performance notable n'est observée comparativement au Mixte-MMSE. Les bonnes performances du Rake indiquent une faible présence des interférences MAI. Ainsi, le premier bloc de la proposition est suffisant pour annuler ces interférences. La matrice des coefficients du deuxième bloc (Détection) converge ainsi vers une matrice identité. De telles conditions permettent de réduire d'avantage la complexité du FC-MUD proposé et nous permet, en même temps, d'apprécier ses caractéristiques modulaires.

Nous avons choisi les versions Hard-MPIC et Soft-DF-MPIC pour comparer les performances. Nous obtenons ainsi l'intervalle de performances que les différentes versions du MPIC sont capables d'atteindre pour cette simulation.



● → Limite de performance

Figure 5.11 Comparaison des performances pour des canaux asynchrones, un BER=10% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$.



• → Limite de performance

Figure 5.12 Comparaison des performances pour des canaux asynchrones, un BER=5% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$.

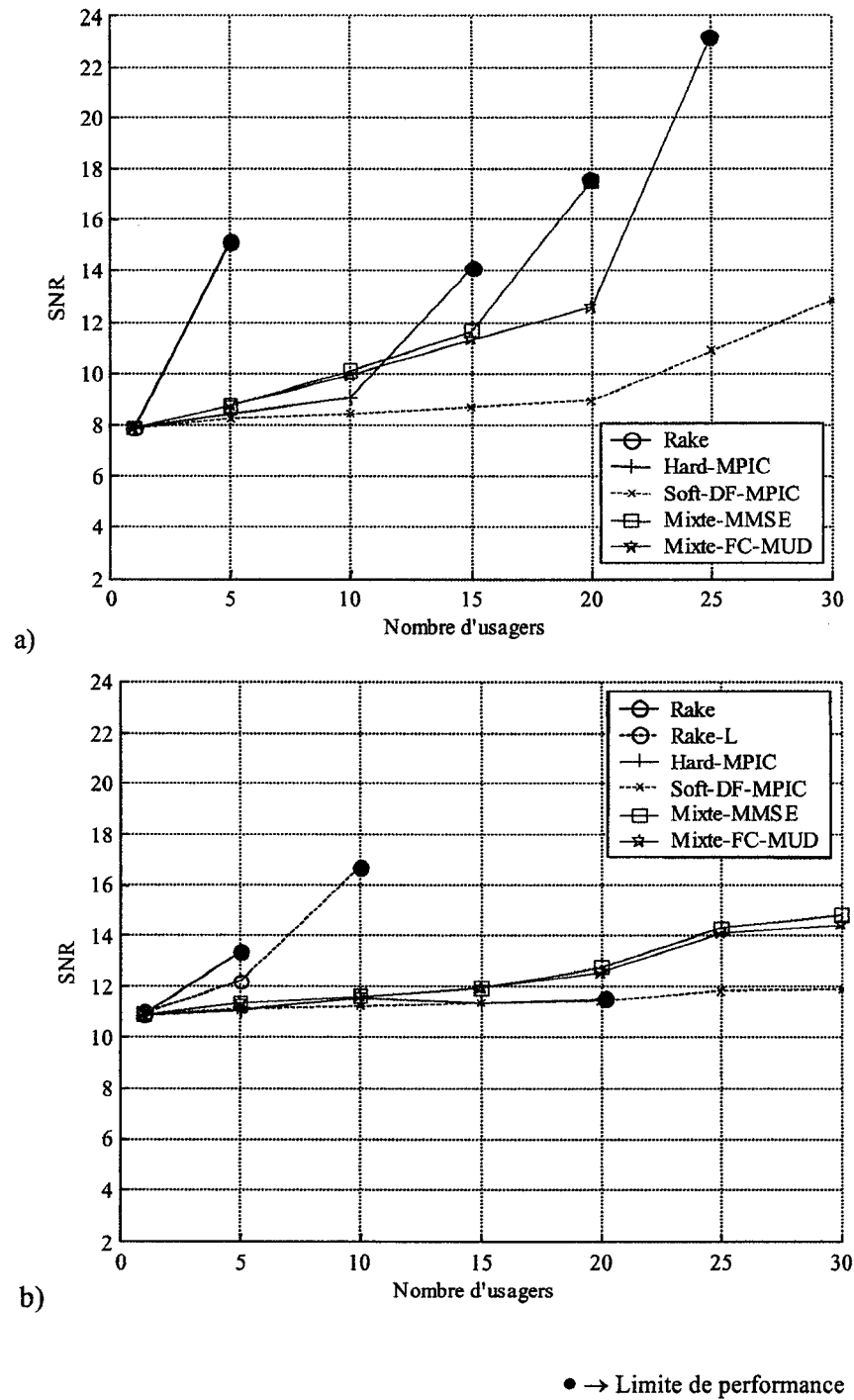


Figure 5.13 Comparaison des performances pour des canaux asynchrones, un BER=1% et un facteur d'étalement de a) $N_c=31$ et b) $N_c=32$.

En connaissance parfaite des paramètres du canal, le Soft-DF-MPIC présente d'excellentes performances quel que soit le type du code pseudo aléatoire et quelles que soient les conditions sur le canal. La différence de performance était prévisible étant donné le fait que nous comparions une technique basée sur un retour de décision avec une technique sans cet artifice.

Le choix de maintenir une version sans retour de décision est justifié par le souci de proposer une architecture hautement parallèle pour une intégration en technologie VLSI. Dans la section suivante, nous analyserons les problèmes de mise en parallèle des techniques avec retour de décision ainsi que la complexité arithmétique du Soft-MPIC en comparaison avec notre proposition.

Par contre, plus nous réduisons la complexité du MPIC, plus les performances du FC-MUD sont proches voir meilleures que celles du MPIC spécialement lorsque le système est noyé dans les interférences MAI ; autrement dit, lorsque le récepteur Rake éprouve des difficultés pour assurer la détection des données.

Nous avons constaté que la proposition fournit une amélioration des performances des techniques MUD ; spécialement lorsque le niveau de MAI est important. De plus, la proposition de version mixte permet de donner aux solutions de type MMSE et le FC-MUD une nouvelle dimension. En plus d'éviter l'inverse des matrices, nous avons limité les dimensions des différents filtres à leurs valeurs minimales grâce à une détection cohérente possible grâce à la connaissance des paramètres du canal. Avant de passer à la mise en pratique de la solution proposée (Mixte-FC-MUD) par simulation dans la plate-forme

Monark©, analysons la complexité arithmétique de cette proposition et comparons la à la version Soft-MPIC.

5.4 Complexité de mise en œuvre des techniques MUD

La mise en œuvre en technologie VLSI d'un algorithme est une tâche ardue et complexe. Ceci est dû principalement au fait que plusieurs aspects doivent être pris en compte lors de la réalisation de l'implantation pratique. Dans notre étude, pour permettre une comparaison juste entre notre proposition et les différentes versions du MPIC, il est impératif de traiter les contraintes de mise en parallèle des algorithmes avant d'analyser la complexité arithmétique de ces techniques.

5.4.1 Le parallélisme et ses contraintes

Le nombre important d'opérations que demande une technique MUD rend impossible sa mise en œuvre dans un DSP [RAJ01]. Il devient donc primordial d'analyser la mise en parallèle du MUD dans une plate-forme multi-DSP, FPGA ou ASIC. La méthode FC-MUD proposée et les versions Soft-MPIC et Hard-MPIC ne possèdent pas de retour de décision. Leur faible dépendance des données permet la mise en parallèle efficace de ces techniques [MAD95][PAR99]. Pour cette raison de dépendance des données, la version proposée avec retour de décision (*decision feedback*) n'a pas été explorée.

De leur côté, les techniques à retour de décision (DF) du MPIC souffrent d'une grande dépendance des données réduisant considérablement le nombre d'opérations en parallèle. Même si le nombre d'opération est le même en absence de DF, la version DF ne permet

quasiment aucun parallélisme. Comme représenté à la figure 2.9 du DF-MPIC, la donnée à détecter d'un usager k dépend des données détectées au même instant par un certain nombre d'usagers. Ainsi, en aucun instant on ne pourrait avoir deux données qui soient détectées en même temps. L'algorithme perd par la même occasion toutes ses caractéristiques attrayantes de parallélisme (ou pipeline). Une telle structure est toujours limitée à fonctionner de manière sérielle et le fait de dédoubler les ressources arithmétiques matérielles n'a aucun effet sur l'amélioration des contraintes de temps.

Pour mieux comprendre le principe de partage des ressources matérielles disponibles, prenons l'exemple d'une plate-forme multi-DSP pour effectuer le calcul du MPIC sans le DF. En supposant que le résultat d'implémentation du MPIC (excluant l'étage du Rake) dans un DSP répond à 5 usagers alors que ce même DSP est capable de répondre à 15 usagers pour le Rake. Donc, en utilisant 3 DSP, nous sommes capables de répondre aux besoins de 15 usagers. Les trois DSP consacrés au MPIC fonctionnent au même rythme et aucune communication d'importance de données n'est requise entre eux. Par contre, dans une structure DF-MPIC et à cause de la dépendance des données, seulement un DSP sur trois est en opération. En effet, les deux autres DSP attendent que le premier ait fini pour pouvoir continuer les calculs. Nous perdons ainsi l'utilité d'utiliser les trois DSP en fonctionnement parallèle pour accélérer les calculs.

Pour dresser le tableau de la complexité en terme de nombre d'opérations arithmétiques du Mixte-FC-MUD et du MPIC (Soft et Hard), il est important de définir les phases de fonctionnement de ces deux techniques à savoir les phases d'adaptation et de détection. Il est important de noter que la complexité arithmétique du MPIC, avec et sans retour de

décision, est la même et que nous ne faisons pas intervenir la complexité d'un estimateur de canal.

5.4.2 Phase d'adaptation

Cette phase sert à définir et calculer les paramètres, de chacune des techniques, nécessaires pour leur bon fonctionnement :

- MPIC : une matrice d'intercorrélation et d'autocorrélation des codes combinée avec les paramètres du canal est nécessaire. Les dimensions de cette matrice dépendent du *delay spread* T_m du canal.
- FC-MUD : un générateur de données ainsi que l'adaptation de l'ensemble des filtres constituant la technique pour les K usagers.

Le tableau 5.2 indique les complexités de la phase d'adaptation des deux techniques MUD. Il est important de mentionner que cette phase doit nécessairement être faite à chaque variation importante du canal. Ainsi, pour un canal quasi-stationnaire, une seule adaptation est nécessaire. Par contre, lorsque le canal varie (vitesse importante du mobile), il s'agira de considérer le meilleur compromis performance versus complexité de calcul directement liée à l'adaptation répétée périodiquement.

Tableau 5.2 Complexité de calcul de la phase adaptation des MUD.

MUD	Type de complexité	Équation
MPIC	Additions	$K \times n_{SF} (4N_c - 2)L +$ $K^2 \times n_{SF} \sum_{j=1}^{N_{ISI}} (2(N_{conv} - (j-1)N_c) - 1)$
	Multiplications	$2 \times K^2 \times n_{SF} \times \sum_{j=1}^{N_{ISI}} (N_{conv} - (j-1)N_c)$
FC-MUD	Additions	$N_{GenData}^{Add} = 2L \times K (1 + N_c N_{Adapt})$ $N_{GenData}^{Add} + K N_{Adapt} (4N_f + 2N_{detect})$
	Multiplications	$N_{GenData}^{Add} + K N_{Adapt} (4N_f + 2N_{detect})$

Avec $N_{ISI} = \left\lceil \frac{N_{Canal}}{N_c} \right\rceil$, le symbole $\lceil x \rceil$ représente le premier entier supérieur à x , N_{Canal}

étant le nombre de chips occupés par une donnée d'un usager. Cette variable dépend de la longueur du code N_c et du retard maximum du canal et M étant le nombre d'étages du Soft-MPIC.

5.4.3 Phase de détection

Grâce aux paramètres fournis par la phase d'adaptation, la phase de détection est ainsi prête à détecter les données utiles aux usagers. Contrairement au récepteur MPIC dont on doit redéfinir les équations pour effectuer la soustraction des MAI, le récepteur FC-MUD

présente les mêmes équations que dans la phase adaptation. La différence majeure réside dans la génération des données qui n'est plus nécessaire à cette phase ainsi que la mise à jour des poids. Le tableau 5.3 rapporte la complexité de calcul de ces techniques. Il est à noter cependant, que nous avons ajouté la complexité du Rake qui constitue l'étage 0 du MPIC. Seule la phase de détection nécessite la complexité du Rake puisque ce dernier n'a aucun paramètre à adapter.

Tableau 5.3 Complexité de calcul de la phase détection des MUD.

MUD	Type de complexité	Équation
Rake	Additions	$K N (4L N_c - 1)$
	Multiplications	$K N (2L)$
Hard-MPIC	Additions	$M K^2 N (2N_{ISI} - 1)$
	Multiplications	-
Soft-MPIC	Additions	$M K^2 N (2N_{ISI} - 1)$
	Multiplications	$M K^2 N (2N_{ISI} - 1)$
FC-MUD	Additions	$K N (2N_f + N_{Detect})$
	Multiplications	$K N (2N_f + N_{Detect} - 3)$

Dans le cas d'une diversité spatiale utilisée à la réception, la complexité de tous les récepteurs considérés ci-dessus croît linéairement avec le nombre d'antennes utilisées. Un fait à noter cependant, la technique FC-MUD proposée peut présenter une complexité moindre en combinant les effets du canal au sein du premier bloc (Signature) et ainsi permettre l'utilisation d'un seul bloc Détection. Des résultats préliminaires ont démontré qu'une telle architecture présente des performances beaucoup plus attrayantes que la version du Soft-MPIC qui utilise une combinaison des informations du Rake issu des deux antennes.

5.4.4 Exemple de rapports de complexité

Afin d'apprécier la valeur ajoutée de la technique FC-MUD proposée en terme de complexité, nous dressons dans cette section des tableaux de rapports de complexité pour deux services de données du standard 3GPP soient 64kb/s et 384kb/s. De plus, nous tiendrons compte des effets de la phase d'adaptation qui dépend de la vitesse du mobile en considérant trois cas : un canal statique, un canal à 3km/h et un à 50km/h.

Pour établir le choix de la plate-forme cible (DSP ou ASIC), considérons un exemple d'implantation du Soft-MPIC dans un DSP à applications générales pour répondre à $K=10$ usagers à 64kb/s ($N_c=16$). En se basant seulement sur le nombre de multiplications nécessaires pour la phase de Détection, nous avons besoin d'une horloge de 1GHz juste pour effectuer toutes les multiplications nécessaires sans aucune autre tâche. Pour cette raison, nous analysons la complexité du point de vue ASIC qui permet un degré de

parallélisme beaucoup plus attrayant et une meilleure intégration dédiée de l'algorithme en comparaison avec des plates-formes multi-DSP par exemple.

Étant donné le mode de fonctionnement du ASIC, il est préférable de traduire les multiplications et additions en additionneurs complets (FA : *Full Adder*). Une multiplication est approximée à N_{bits}^2 FA alors qu'un additionneur à N_{bits} ; N_{bits} étant le nombre de bits de quantification. Cette procédure est intéressante et permet d'inclure le Hard-MPIC qui possède un grand nombre d'additions et peu de multiplications lors de la comparaison arithmétique.

Cependant, il est à noter que l'étude en terme de FA n'est qu'une mesure indicative de la complexité et que d'autres aspects importants sont à considérer: quantité mémoire et son accès, régularité des opérations, débit de données, etc. Considérant juste ces aspects, la solution proposée est sans contre doute avantageuse, il est nécessaire de faire la preuve que le nombre de FA de notre solution est inférieur au Soft MPIC et proche du Hard MPIC. Aussi, il est important de noter qu'il s'agit d'une mesure en terme de FA/bloc de 40ms et non seulement en terme de FA. La référence étant le nombre d'opérations arithmétiques pour répondre à la demande d'un bloc de données.

Le tableau 5.4 établit les rapports entre les complexités du Soft-MPIC et du FC-MUD pour différentes valeurs de N_c et de K . Ce rapport est établi sur un bloc de données (40ms) qui constitue 60 slots chacun de 2560 chips. Le nombre de bits de quantification N_{bits} est fixé à 16 qui est largement suffisant pour des FIR ainsi que pour le MPIC [Xu99].

Les chiffres considérés dans l'établissement de la complexité représentent ceux utilisés pour la simulation dans la plate-forme Monark© et dont les résultats de performances seront présentés dans la section 5.5. Pour compléter ce tableau, nous avons dressé le tableau 5.5 permettant de définir la complexité du Rake et le rapport de complexité entre la Mixte-FC-MUD et le Rake. Ainsi, pour toutes les vitesses de transmission de données et pour chaque cas de canal, nous pouvons statuer sur la complexité issue du MUD et surtout sur le cas le plus complexe. Nous pouvons déduire, à partir de ces deux tableaux, celui du rapport de complexité entre le Soft-MPIC et le Rake. Nous l'avons inclus dans l'annexe A. Dans cette même annexe, nous avons rajouté une représentation graphique de ces tableaux pour bien apprécier les différents rapports de complexité pour les différents scénarios.

Tableau 5.4 Rapports de complexité entre le Soft-MPIC et le FC-MUD $N_{Canal} = 30 + N_c$;
 $N_{Adapt} = 100nSF$; $nSF = 256/N_c$; $N_f = 2N_c$ et $N_{Detect} = 3K$, $M=5$, $L=6$.

Canal	Adaptation	Rapport de complexité pour un service à 64kb/s ($N_c=16$)			Rapport de complexité pour un service à 384kb/s ($N_c=4$)		
		K=5	K=10	K=15	K=2	K=4	K=6
Fixe	1	2.4	3.9	4.9	11.2	17.1	21
3km/h	1 fois par trame (tous les 15 slots)	1.4	2.3	2.9	6.4	9.9	12.2
50km/h	5 fois par trame (tous les 3 slots)	0.5	0.83	1.1	2.2	3.5	4.3

Tableau 5.5 Rapports de complexité entre le FC-MUD et le Rake $N_{Canal} = 30 + N_c$;
 $N_{Adapt} = 100nSF$; $nSF = 256/N_c$; $N_f = 2N_c$ et $N_{Detect} = 3K$, $M=5$, $L=6$.

		Rapport de complexité pour un service à 64kb/s ($N_c=16$)			Rapport de complexité pour un service à 384kb/s ($N_c=4$)		
		K=5	K=10	K=15	K=2	K=4	K=6
Complexité du Rake en (FA)		0.44 10^9	0.88 10^9	1.32 10^9	0.35 10^9	0.70 10^9	1.05 10^9
Canal	Adaptation						
Fixe	1	3.1	3.7	4.3	1.7	2.2	2.7
3km/h	1 fois par trame (tous les 15 slots)	5.7	6.7	7.7	3.1	4	4.8
50km/h	5 fois par trame (tous les 3 slots)	19	22.4	25.8	10.5	13.2	15.9

D'une manière générale, notons que la plus grande complexité du Soft-MPIC est déterminée à une vitesse de transmission à 384kb/s (à 50km/h) et qui représente près de 70 fois celle du Rake. Ainsi, en assurant la complexité nécessaire pour cette vitesse, les autres débits seront accommodés par la même occasion.

De son côté, le FC-MUD présente quasiment les mêmes rapports de complexité en comparant les deux vitesses de transmission de données. En comparaison avec le Soft-MPIC, le récepteur FC-MUD proposé présente une complexité de calcul avantageuse et dans les mêmes ordres de grandeur que la version du MPIC la plus simple (Hard-MPIC). Nous constatons aussi que plus le débit des données est élevé, plus ce rapport de complexité croît. Aussi, plus la vitesse du mobile devient importante, plus le rapport diminue. Ceci

s'explique par le fait que la phase d'adaptation du FC-MUD nécessite plus d'opérations que celle du Soft-MPIC. D'un autre côté, la phase de détection du FC-MUD est moins exigeante que celle du Soft-MPIC permettant d'atteindre un rapport de complexité de 12 fois moindre pour un canal de communication peu variant dans le temps. En plus, la technique proposée repose sur de simples filtres de type FIR permettant ainsi l'utilisation de techniques avancées de mise en œuvre en technologie VLSI très maîtrisées incluant les techniques du parallélisme tel le pipeline. Il est à noter aussi que la complexité de la phase d'adaptation peut être réduite en assurant une poursuite des variations du canal de communication à l'aide des techniques dirigées par la décision [DAH00][PAR99].

Pour situer la complexité du FC-MUD proposé par rapport aux différentes versions du MPIC, nous avons tracé dans les figures 5.14 et 5.15 les complexités de calcul arithmétiques du FC-MUD, du Hard-MPIC et du Soft-MPIC. Nous avons choisi les mêmes taux de transmission de données (64kb/s et 384kb/s) et les deux vitesses de déplacement du mobile (3km/h et 50km/h).

En disposant d'une plate-forme physique ayant une capacité de calcul pouvant contenir 10^{10} additionneurs complets (FA), pour un débit de 64kb/s et une vitesse des mobiles de 3km/h, cette plate-forme peut contenir au maximum 9 usagers avec le Soft-MPIC alors que notre proposition est capable de satisfaire plus de 15 usagers. Lorsque la vitesse des mobiles passe à 50km/h, ce nombre passe à 8 usagers. Même en présentant de meilleures performances algorithmiques (en connaissance idéale du canal), le Soft-MPIC n'est pas capable de répondre à la demande.

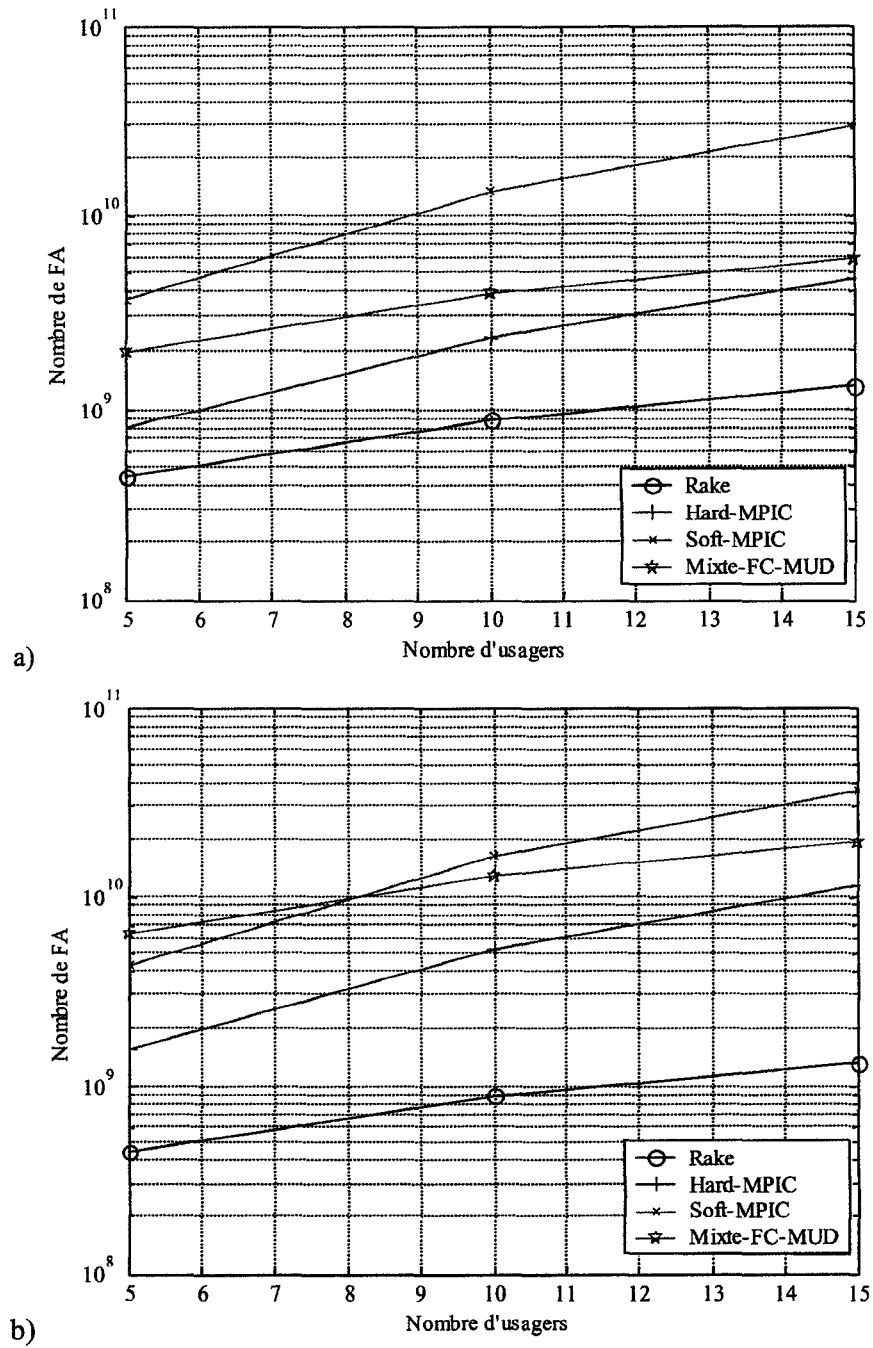


Figure 5.14 Complexité de mise en œuvre des récepteurs DS-CDMA pour un débit de 64kb/s
a) 3km/h, et b) 50km/h pour un temps de traitement de 40ms.

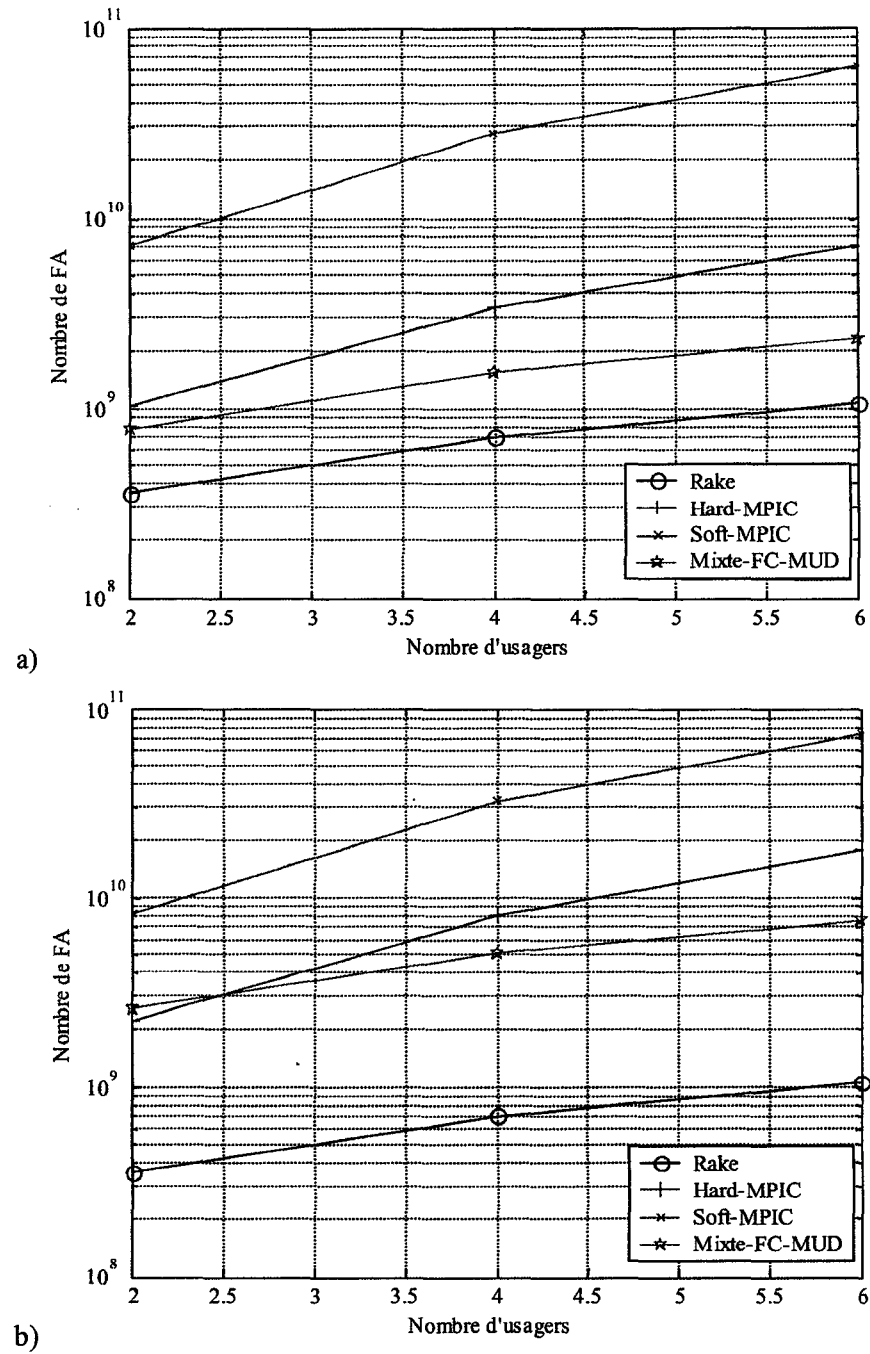


Figure 5.15 Complexité de mise en œuvre des récepteurs DS-CDMA pour un débit de 384kb/s
a) 3km/h, et b) 50km/h.

Ainsi, il est limité en terme de complexité de mise en œuvre. En ce qui concerne le Hard-MPIC, quelle que soit la vitesse des mobiles, il est capable matériellement de répondre à la demande. Sa seule contrainte est les performances algorithmiques.

Lorsque le débit demandé passe à 384kb/s, seule notre proposition permet de satisfaire 6 usagers quelle que soit la vitesse de déplacement des mobiles. Le Soft-MPIC est limité à 2 usagers alors que le Hard-MPIC peut satisfaire les 6 usagers en stationnaire et 4 usagers à 50km/h.

Nous pouvons conclure cette étude de complexité en notant que le Soft-MPIC n'est limité qu'en complexité alors que le Hard-MPIC, peu complexe, est limité par ses performances algorithmiques. Ainsi, le FC-MUD que nous proposons présente un bon compromis entre les performances algorithmiques et la complexité de mise en œuvre à très grande échelle.

5.5 Preuve de concept par simulation

Pour terminer l'étude sur les performances de la méthode proposée FC-MUD et la comparaison avec le Soft-MUD, nous avons conçu la plate-forme Monark© qui permet la simulation des plus importants composants de la couche physique tels que décrits par le standard 3GPP et résumés dans le chapitre 4 de la présente thèse. Grâce à cette plate-forme, nous avons l'opportunité de mesurer le taux d'erreur sur les blocs transmis tout en ayant accès aux BER avant et après décodage.

Les résultats que nous rapportons dans cette section concernent les débits 64kb/s et 384kb/s. Sachant que l'encodage est de type turbo, le décodage que nous utilisons est le Max-Log-MAP avec 6 itérations. Le choix de ce dernier est justifié par sa faible complexité et une sensibilité beaucoup moins importante en comparaison avec le Log-MAP et le MAP [FET01].

Les figures 5.16 à 5.18 permettent, dans le cas d'une connaissance idéale du canal, de comparer les performances des différents récepteurs lorsque le canal est de type « Vehicular A » et un nombre d'usagers $K=15$ pour une vitesse de 64kb/s et $K=6$ pour 384kb/s. De plus, pour revenir aux simulations que nous avons précédemment faites sur la plate-forme DS-CDMA, nous constatons que la lecture du BER entre 10% et 1% est justifiée à la lumière des résultats que nous obtenons avec la plate-forme Monark©. Ceci confirme le choix dans la littérature de cette fenêtre pour permettre une évaluation rapide des techniques à étudier. Cependant, des résultats en terme du BLER permettent d'exprimer avec exactitude le gain en performance d'une technique par rapport à une autre.

Le choix du BLER dépend du type d'application et de l'environnement dans lequel le système (BTS + usagers) se trouve. Les valeurs des BLER peuvent être de 10% ou de 1%. La figure 5.19 présente les performances en terme de capacité (nombre d'usagers) et d'immunité aux bruits (SNR) pour un débit de 64kb/s et différents BLER (10% et 1%) alors que la figure 5.20 traite un débit de 384kb/s. Notons que la technique proposée présente d'excellentes performances en comparaison avec le Soft-MPIC lorsque le nombre d'usagers à détecter est élevé.

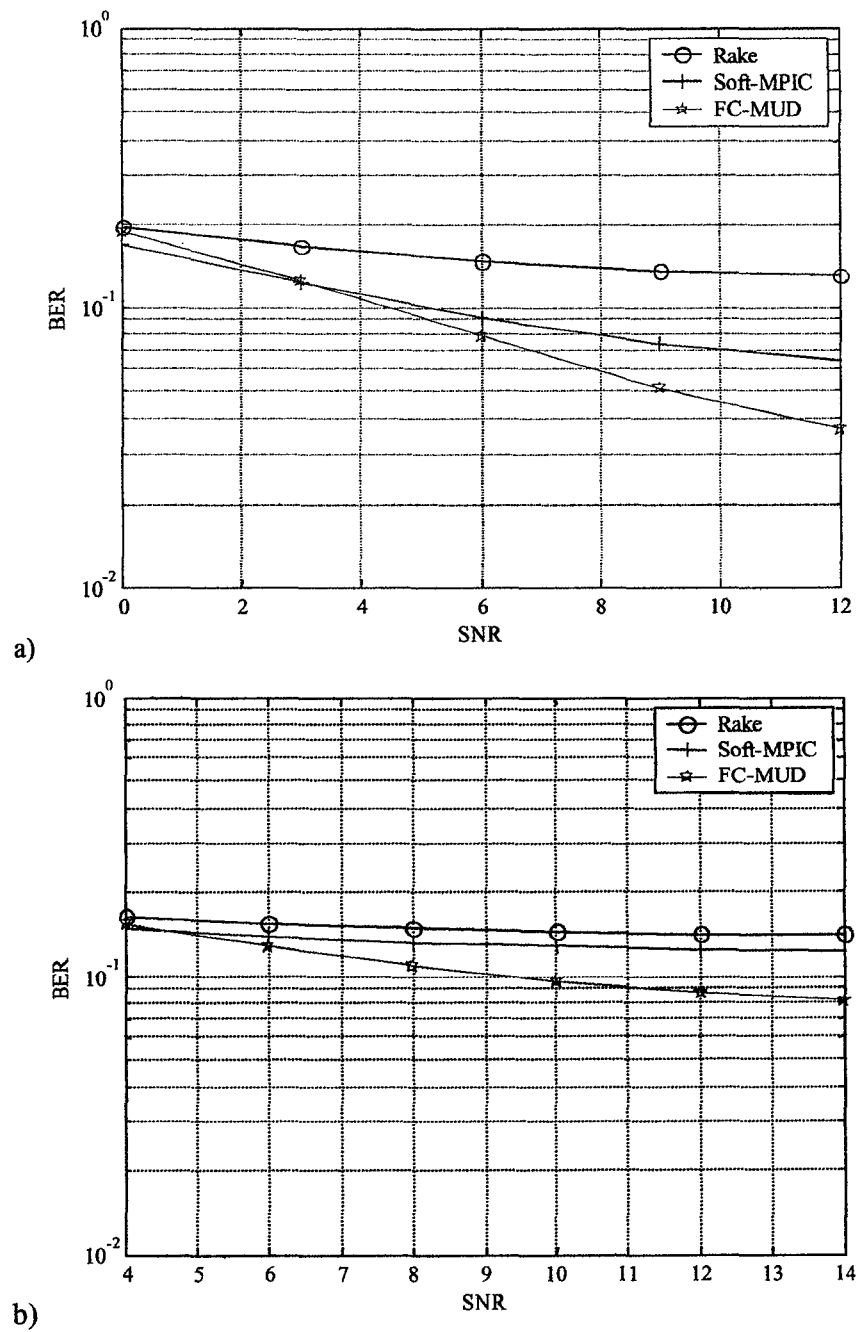


Figure 5.16 Performances des récepteurs avant décodage dans la plate-forme Monark© face à un canal de type VA à 3km/h a) 64kb/s et $K=15$, et b) 384kb/s et $K=6$.

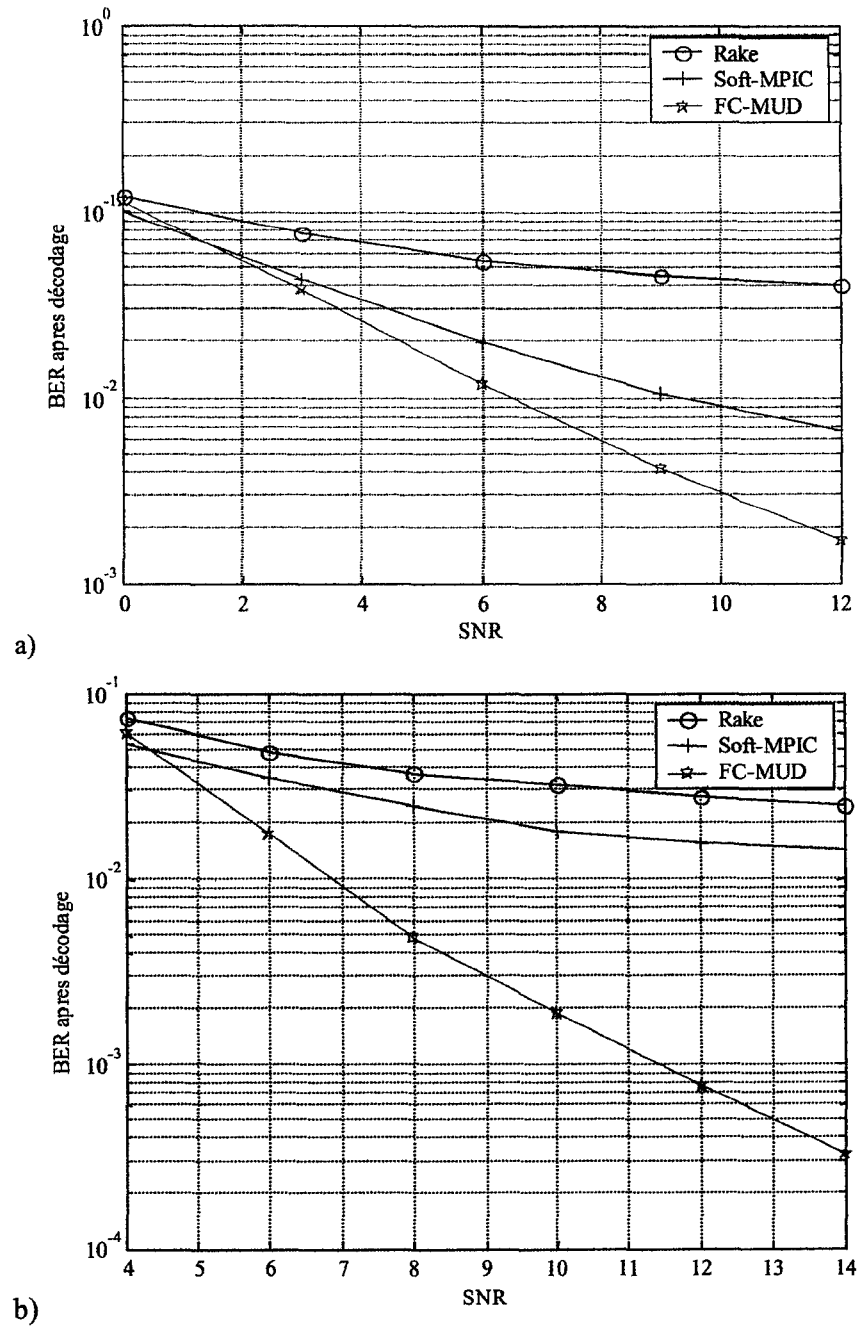


Figure 5.17 Performances des récepteurs après décodage dans la plate-forme Monark© face à un canal de type VA à 3km/h a) 64kb/s et $K=15$, et b) 384kb/s et $K=6$.

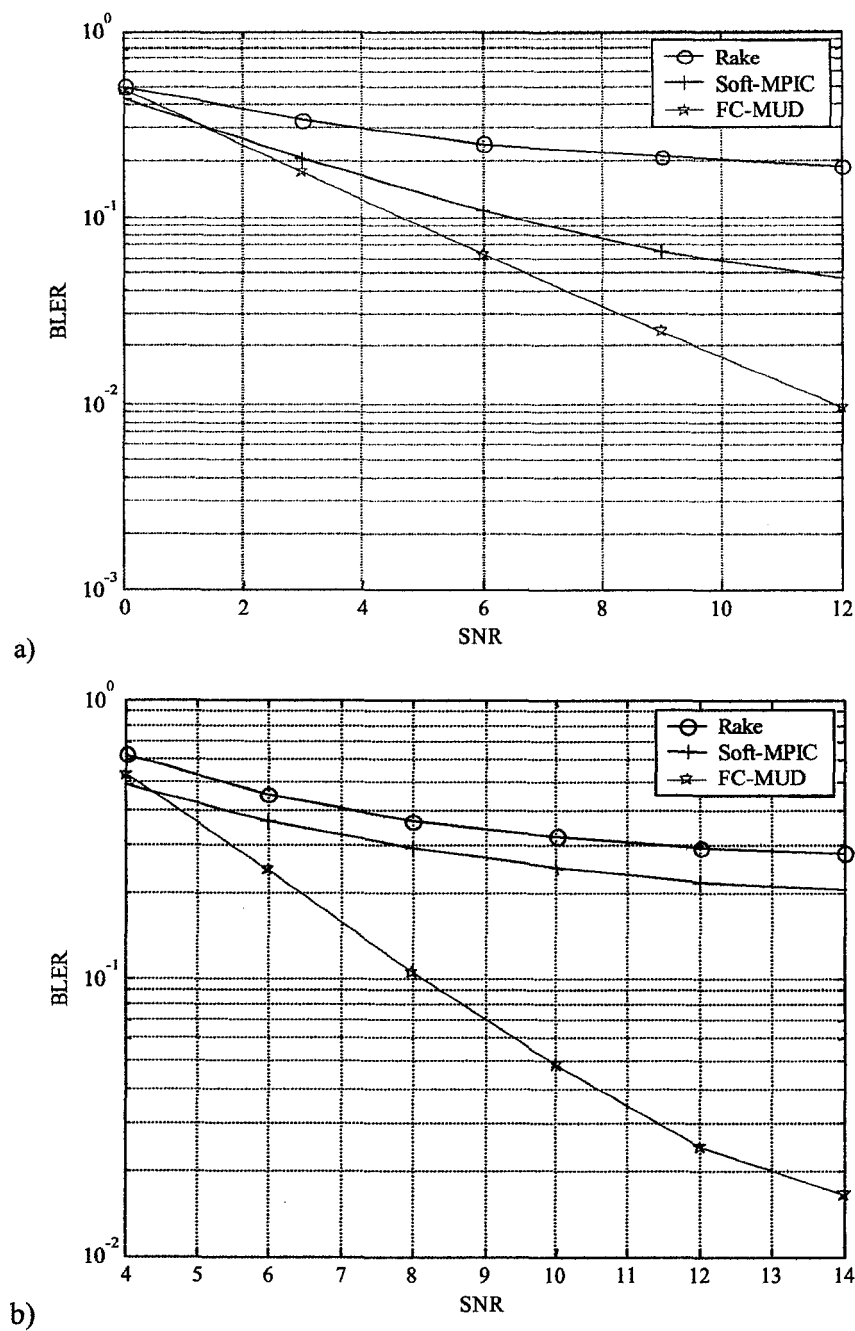


Figure 5.18 Performances des récepteurs en terme du BLER dans la plate-forme Monark© face à un canal de type VA à 3km/h a) 64kb/s et $K=15$, et b) 384kb/s et $K=6$.

Ceci est directement lié à la qualité du Rake qui se détériore rapidement lorsque le nombre d'usagers augmente. Ainsi, le Soft-MPIC éprouve beaucoup plus de difficultés à éliminer les MAI. Par contre, lorsque le nombre d'usager est faible, et spécialement pour la vitesse de 384kb/s, le Soft-MPIC démontre de meilleures performances que le FC-MUD. Cependant, à ces débits de transmission, le rapport de complexité, tel que montré dans la section 5.4, justifierait largement la légère perte de performance en comparaison avec le gain en complexité. De plus, les résultats obtenus considèrent une connaissance idéale des paramètres du canal. Dans la pratique, chacun de ces détecteurs sera muni d'un estimateur de canal. En fonction de la complexité arithmétique supplémentaire qu'il faudra déployer, il s'agira de déterminer le meilleur compromis entre performance et complexité supplémentaire qu'occasionne cet estimateur de canal.

Pour analyser la sensibilité des détecteurs étudiés à la qualité d'estimation des paramètres du canal de communication, nous avons évalué les pertes en performances pour un service à 64kb/s et différents nombres d'usagers. Nous avons utilisé un parfait estimateur de canal (PE) (connaissance idéale des paramètres du canal) et un estimateur basé sur le corrélateur. Ce dernier, dû à sa simplicité, est utilisé dans les systèmes actuels. Afin d'analyser la sensibilité du MPIC par rapport à celle de notre proposition, nous avons représenté les versions *DF* du MPIC pour comparer ainsi avec le maximum de performance que peut avoir cette technique. Il est remarquable de noter la perte de performance en présence d'un estimateur de canal (figure 5.21). En connaissance parfaite du canal, le Soft-DF-MPIC présente les meilleures performances.

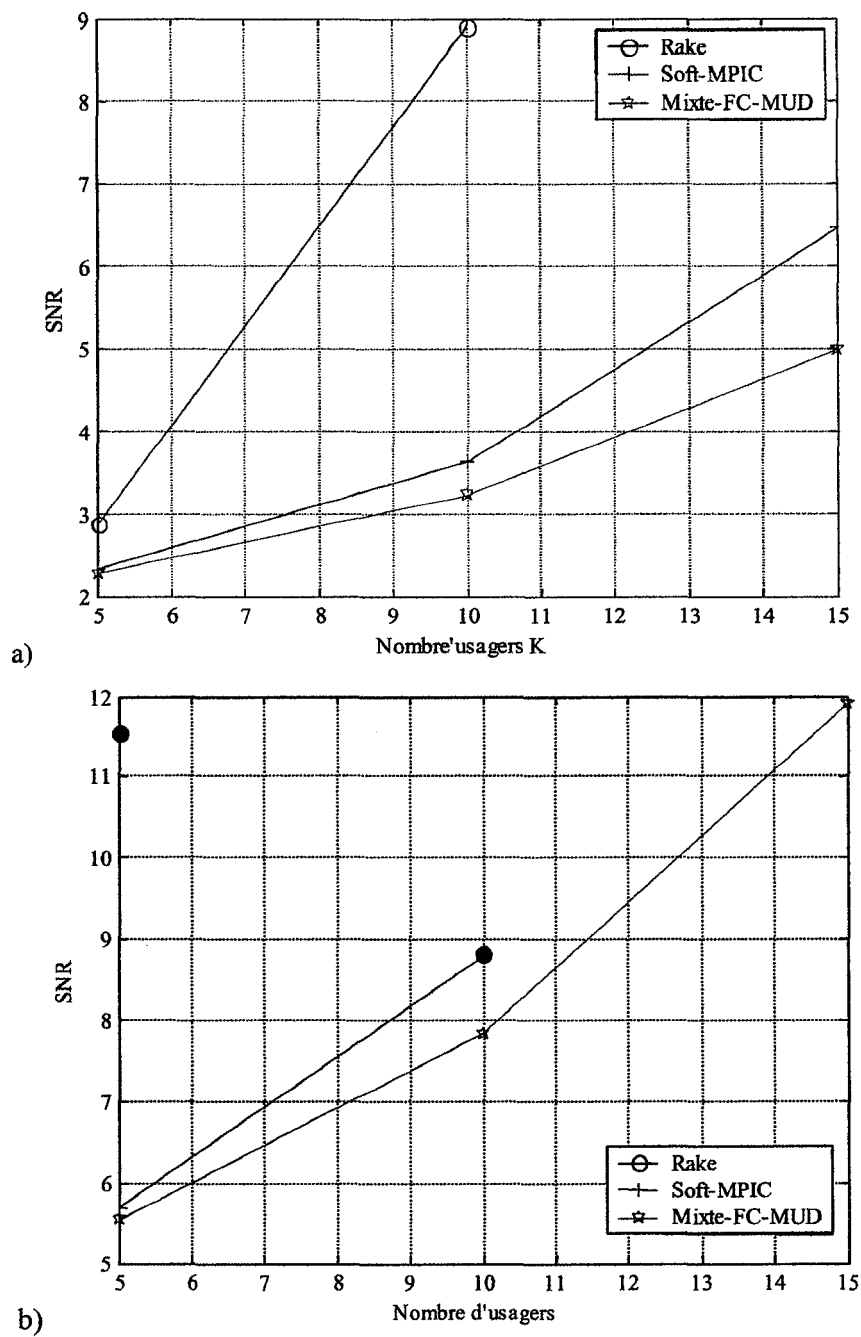
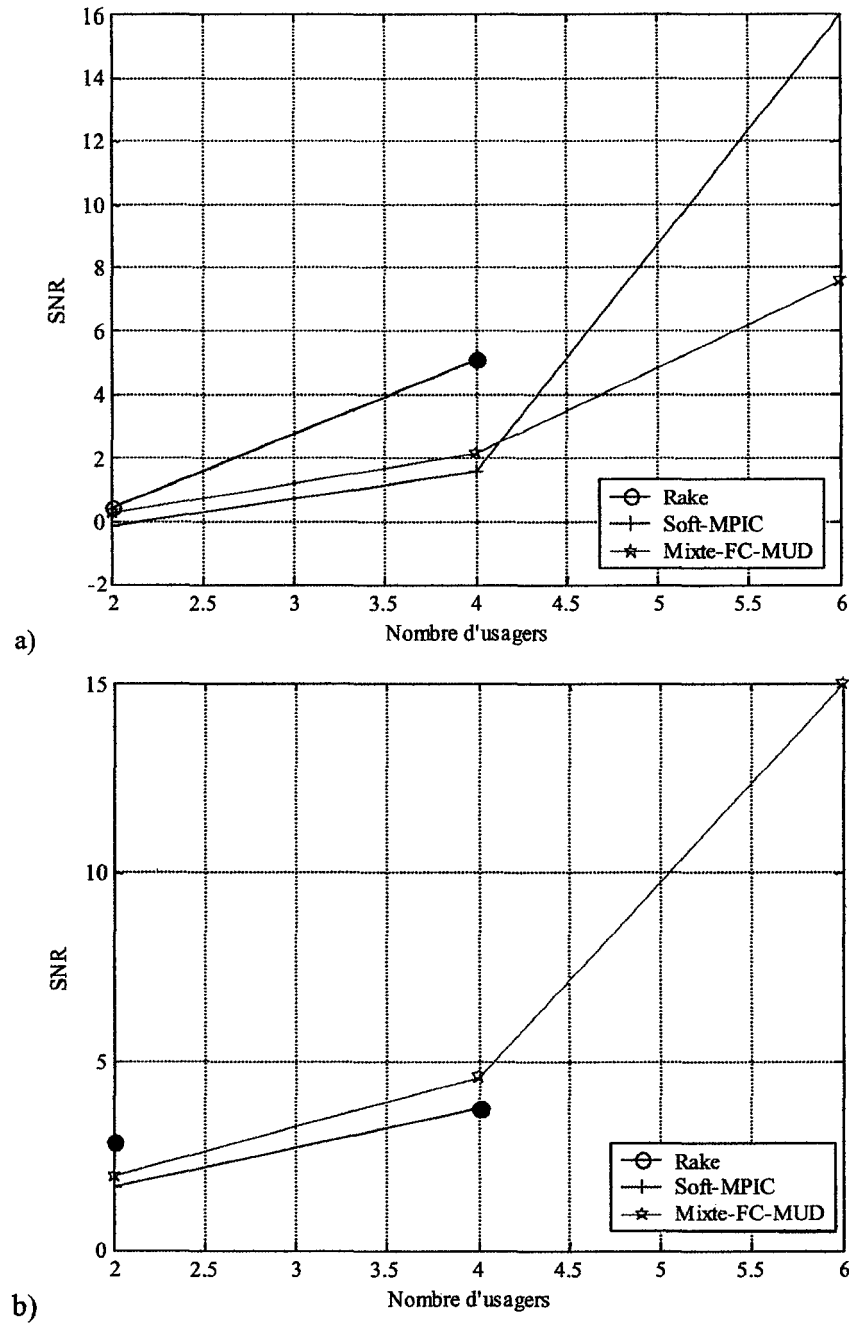


Figure 5.19 Capacité des récepteurs MUD pour une vitesse de transmission de 64kb/s : a) BLER=10% et b) BLER=1%.



• → Limite de performance

Figure 5.20 Capacité des récepteurs MUD pour une vitesse de transmission de 384kb/s : a) BLER=10% et b) BLER=1%.

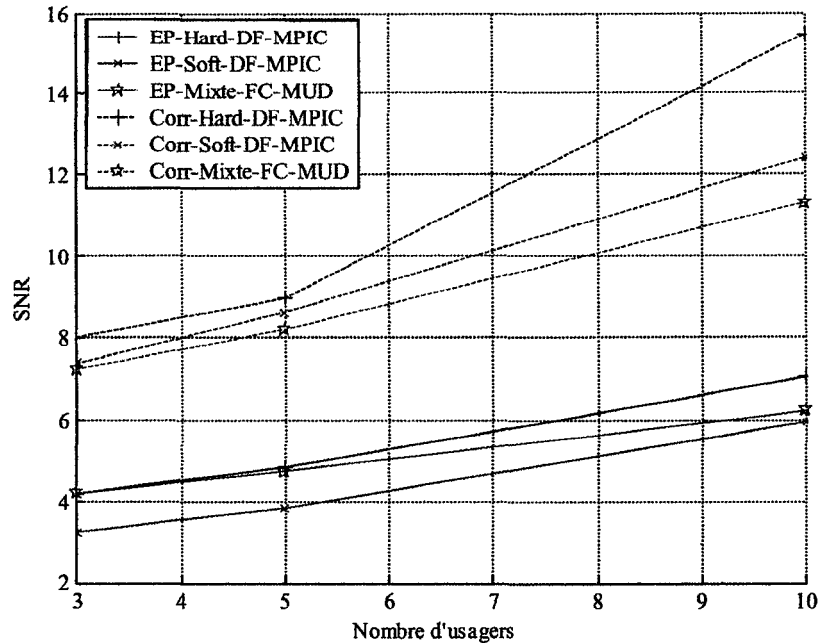


Figure 5.21 Influence de la qualité d'estimation du canal pour un service de 64kb/s et BER=5%, (EP – Estimateur parfait et Corr - Corrélateur) pour l'estimation du canal.

Par contre, en utilisant un estimateur de canal, le Mixte-FC-MUD que nous proposons montre une meilleure robustesse à la qualité d'estimation du canal. En présence de 10 usagers, nous notons un gain de plus de 1dB par rapport au Soft-DF-MPIC et de 4dB par rapport au Hard-DF-MPIC. Ceci se traduit dans la pratique par une augmentation de la couverture de la BTS de plus de 50% [3GPP]. La qualité de service dans la figure 5.21 est exprimée en terme du BER avant décodage. Nous avons considéré toute la chaîne de transmission. Cependant, pour accélérer les temps de simulation, nous avons désactivé le décodage.

Toutes les simulations réalisées dans cette section sont effectuées en présence du canal de contrôle DPCCH. Ce dernier étant une source d'erreur, il est possible de soustraire ce signal avant l'application des MUD. L'annulation de ce canal de contrôle implique

forcément un bloc de génération et une soustraction du signal reçu. Nous avons effectué des simulations préliminaires sur les effets de son annulation. Les résultats et les conditions de simulation sont inclus dans l'annexe B. Nous pouvons déduire que l'amélioration des performances est étroitement liée à la qualité d'estimation du canal. Ainsi, un compromis doit être considéré entre les performances désirées et la complexité de calcul supplémentaire qu'exigerait l'annulation du DPCCH. Cette dernière regroupe ainsi les complexités de calcul des blocs de génération du DPCCH et de la soustraction ainsi que la complexité de calcul que nécessite un bon estimateur de canal.

5.6 Application pratique

Nous avons utilisé la plate-forme Monark© afin de simuler la transmission de l'image [AXI03] de la figure 5.22.a. Nous avons considéré une vitesse de transmission de 384kb/s en présence de 6 usagers qui partagent le lien RF avec un canal de transmission de type Vehicular A à 3km/h. Les figures 5.22.b, 5.22.c et 5.22.d nous permettent d'apprécier les performances de la technique proposée en terme de qualité de transmission de données. Le niveau du bruit considéré est $SNR=8dB$ correspondant à des $BLER$ de 40%, 30% et 10% respectivement.

Dans cette configuration, seul le Mixte-FC-MUD est apte d'assurer la transmission de cette image dans un tel milieu. Dans ces conditions également, nous pouvons dire que seul le Mixte-FC-MUD est capable d'atteindre une vitesse de transmission de 2Mb/s. En effet, cette dernière est réalisable en donnant accès, à un même usager, à six codes pseudo-aléatoires.

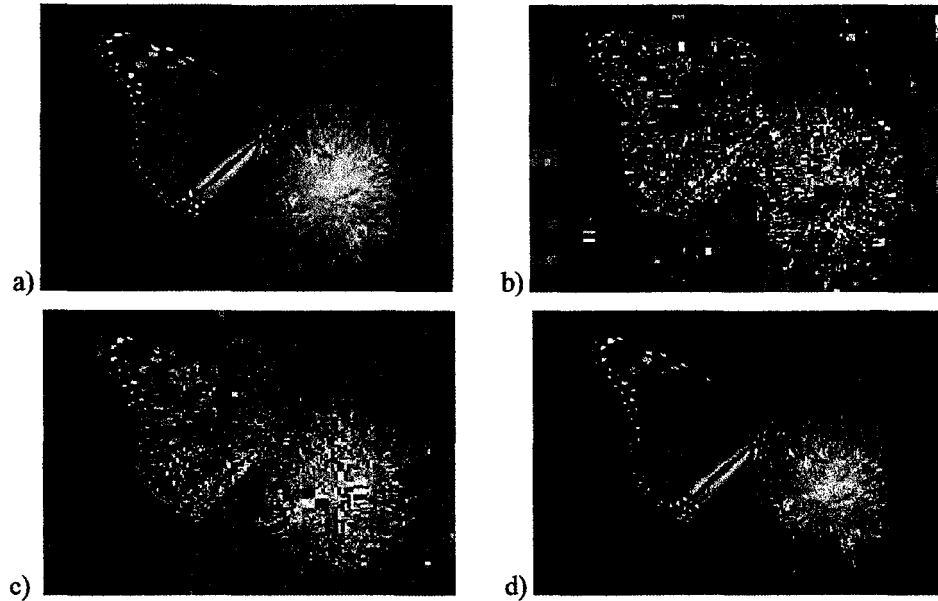


Figure 5.22 Performances des détecteurs a) image d'origine, b) Rake (BLER=40%), c) Soft-MPIC (BLER=30%) et d) Mixte-FC (BLER=10%) pour un taux de transmission de 384kb/s, $SNR=8dB$ et $K=6$.

Ce type de transmission est appelé une transmission multi-code. Cette dernière est équivalente, à quelques différences près, à une transmission synchrone dans un canal avec 6 usagers.

5.7 Conclusion

Une étude comparative des récepteurs DS-CDMA les plus prometteurs en vue de la 3G pour les systèmes cellulaires a été conduite en utilisant deux plate-formes de simulation. Nous pouvons conclure que la plate-forme DS-CDMA permet d'effectuer une comparaison rapide entre les performances relatives de différentes méthodes et ne retenir que les plus importantes pour la plate-forme Monark©. Nous avons ainsi pu constater les excellentes performances que démontre notre proposition par rapport au récepteur le plus prometteur dans l'industrie et la littérature. Non seulement l'apport en performance est excellent mais

en plus, la complexité arithmétique est avantageuse en vue d'une intégration en technologie VLSI. De plus, la méthode de détection MUD proposée est plus robuste à la qualité d'estimation du canal. Ceci démontre la pertinence de la proposition et constitue une base pour la continuation de la recherche concernant l'implantation en technologie d'intégration à très grande échelle.

Chapitre 6

Conclusion générale

Afin de compléter cette thèse, nous avons choisi de présenter un chapitre de conclusion qui est à la fois une synthèse du travail de recherche (section 6.1), une évaluation de la contribution scientifique de celui-ci en exposant deux aspects, soient la contribution algorithmique (section 6.2) et la contribution méthodologique (section 6.3), ainsi qu'une proposition des perspectives de développements à suivre (section 6.4). L'idée de proposer un tel chapitre est de fournir au lecteur un bon survol du travail effectué dans le cadre de cette thèse de doctorat afin d'en faciliter la compréhension et d'en faire ressortir l'intérêt scientifique.

6.1 Synthèse des travaux de recherche

L'objectif de ce travail de recherche consistait à apporter une contribution au développement d'une méthode de détection à usagers multiples appliquée aux systèmes DS-CDMA de la troisième génération (3G) des systèmes cellulaires afin d'améliorer la qualité de réception spécialement pour des applications à haut débit de données tout en

conservant une complexité de calcul raisonnable (section 1.2). Nous avons donc mené nos travaux en définissant un modèle général des systèmes DS-CDMA et de ses éléments d'influence (section 2.2). Nous avons ainsi constaté que tous les usagers partagent les mêmes ressources en temps et en fréquence. Seuls des codes pseudo-aléatoires permettent de séparer ces usagers grâce à leurs bonnes propriétés d'inter et d'auto corrélation.

Il reste néanmoins que ces codes ne sont pas parfaitement orthogonaux donnant naissance aux interférences à accès multiple (MAI). Un des facteurs importants qui accentuent la présence de ces MAI est le canal de communication constitué par l'air libre (section 2.3). Pour améliorer les performances des systèmes DS-CDMA, les récepteurs doivent diminuer, voire annuler les interférences MAI. Contrairement au récepteur Rake (conventionnel) qui ne tient pas compte de la présence de ces interférences en les considérant comme du bruit, plusieurs types de récepteurs MUD ont été proposés dans la littérature pour améliorer la qualité de réception des systèmes DS-CDMA (section 2.4). Les MUD considérés sont MMSE, ZF, PIC et SIC avec différentes versions de structure. Tous ces récepteurs sont du type indirect étant donné que la 3G est basée sur la détection cohérente en estimant les paramètres du canal avant tout traitement sur les données du trafic. Les performances de ces MUD varient grandement en fonction de la complexité mise en jeu.

Nous avons donc proposé une méthode de détection MUD basée sur une classe d'algorithmes adaptatifs capable d'annuler les interférences MAI et ISI et jouissant de bonnes propriétés de mise en œuvre en technologie VLSI (section 3.1). Pour adapter la structure proposée aux systèmes 3G, nous avons introduit une version d'adaptation mixte

qui, à partir des paramètres du canal, génère une banque de données servant à l'adaptation des paramètres du MUD (section 3.4). Non seulement la version mixte permet à la classe d'algorithme de s'ajuster aux contraintes du standard 3GPP dans la pratique, mais en plus, elle nous a permis de simplifier les détecteurs MMSE et ZF en les affranchissant des inverses de matrice indispensables pour l'établissement des poids de ces techniques en les remplaçant par des procédés adaptatifs.

Pour donner un aspect pratique à la proposition algorithmique, nous avons conçu une plate-forme de simulation WCDMA-FDD, nommée Monark©, regroupant les éléments essentiels de la couche physique tels que décrits par l'organisme de standardisation 3GPP (chapitre 4). Il nous a ainsi été possible de tenir compte des ajustements à effectuer aux MUD pour respecter les contraintes du standard. Ces ajustements sont directement liés à la nature des codes pseudo-aléatoires utilisés à cause de leur périodicité qui est supérieure à 1.

Une fois tous les éléments théoriques bien maîtrisés et les environnements de simulation mis en place, nous avons entrepris une série de tests sur les récepteurs. Nous avons démontré la limitation en capacité du récepteur conventionnel Rake et ceci même en absence des effets du canal (section 5.2). Nous avons aussi montré par simulation l'intérêt d'utiliser la version d'adaptation mixte du MMSE par rapport aux récepteurs directs ZF et MMSE pour ainsi éviter l'inverse des matrices (section 5.3.1). Aussi, nous avons comparé les différentes versions du SIC et du PIC et pu constater les gains en performance en fonction de la complexité allouée à la technique (Section 5.3.2). Suite à une évaluation de leurs performances, nous avons retenu le Soft-MPIC et le mixte-MMSE pour entreprendre la comparaison avec la méthode MUD proposée (FC-MUD) dans cette thèse (section 5.3.3). Les résultats de simulation démontrent l'importance de rajouter le bloc Détection au

Mixte-MMSE pour diminuer d'avantage les MAI résiduelles et démontrent ainsi de meilleures performances par rapport aux deux techniques, spécifiquement lorsque les MAI présentes dans le système sont importantes.

Le premier objectif étant atteint, il était impératif de vérifier le rapport de complexité entre le Soft-MPIC et le FC-MUD proposé (section 5.4). Ainsi, nous avons pu constater ainsi que le FC-MUD présente des rapports de complexité avantageux surtout lorsque le débit de transmission de données augmente. De plus, nous avons décrit la difficulté de mise en parallèle des techniques MUD avec retour de décision (DF) à cause de la grande dépendance des données.

Pour confirmer la contribution scientifique du travail de recherche, nous avons appliqué le FC-MUD et le Soft-MPIC à la couche physique de la 3G par l'intermédiaire de la plateforme de simulation Monark© (section 5.5). Nous avons ainsi pu déterminer les performances des deux techniques en terme du taux d'erreur par blocs (BLER). Cette mesure nous a permis de s'affranchir de la barrière des performances des MUD avant décodage. Nous avons ainsi pu constater que les différences de performances étaient les mêmes et ainsi confirmer les résultats de simulation obtenus avec la plate-forme DS-CDMA. De plus, en se servant de la structure des canaux utilisés dans la 3G, nous avons appliqué un estimateur de canal pour établir la sensibilité des détecteurs à la qualité d'estimation du canal. Nous avons ainsi conclu sur la robustesse de notre proposition face aux erreurs d'estimation du canal montrant un gain en performance même en comparaison avec le Soft-DF-MPIC dont la complexité de mise en œuvre en technologie VLSI est très grande.

6.2 Contribution algorithmique

La contribution algorithmique consiste essentiellement au développement d'une méthode de détection MUD afin d'annuler les interférences ISI et MAI. Basée sur une structure en cascade, la classe d'algorithmes proposée permet d'améliorer la qualité de réception des systèmes DS-CDMA. La classe d'algorithmes proposée inclut :

- (i) Proposition d'une version linéaire adaptative du FC-MUD basée sur le principe de la minimisation de l'erreur quadratique entre la sortie des filtres et la donnée désirée [DAH04a]. Les algorithmes qui peuvent être appliqués sont nombreux et un compromis entre performance (spécialement en terme de vitesse de convergence) et complexité doit être fait. Dans notre cas, un simple LMS, qui présente la plus faible complexité de calcul possible, suffit pour assurer la convergence. Cette technique est applicable lorsque la source d'émission et de réception utilise une partie de la bande passante pour fournir les données d'apprentissage.
- (ii) Pour pallier l'absence des données d'apprentissage, nous avons proposé une classe d'algorithmes autodidactes (*blind*). Ainsi, comme dans le cas adaptatif, une estimation explicite des paramètres du canal de communication n'est pas nécessaire permettant à la méthode de rester directe.
- (iii) Certains transmetteurs dans les systèmes DS-CDMA fonctionnent à des puissances telles que les amplificateurs sont saturés (par exemple, des transmissions satellitaires). Dans de telles situations, les récepteurs linéaires sont incapables de s'adapter au milieu non linéaire. Nous avons ainsi proposé un algorithme à base de réseaux de

neurones. Ces derniers, grâce à leurs propriétés non linéaires, sont capables d'approximer n'importe quelle fonction [DAH02c].

- (iv) Le standard de la 3G pour les systèmes cellulaires impose une estimation des paramètres du canal pour rendre possible l'utilisation du récepteur conventionnel Rake. Pour être conforme au standard, nous avons proposé une nouvelle stratégie pour l'adaptation de la classe d'algorithme proposée nommée Mixte [DAH04c]. Cette dernière consiste à générer des données d'entraînement à partir de la connaissance des paramètres du canal pour assurer l'adaptation des paramètres de la méthode de détection selon une approche directe. Non seulement le procédé est applicable à la technique proposée, mais en plus, il assure une faisabilité des récepteurs MMSE sans passer par l'inversion de matrice. De plus, la technique proposée permet, en tout temps, de revenir au récepteur conventionnel Rake simplement par une initialisation adéquate des paramètres de la technique. Ceci offre une grande flexibilité advenant une utilisation dans la pratique.
- (v) En ce qui concerne la diversité spatiale par l'emploi de plusieurs antennes à la réception, nous avons proposé une panoplie de structures possibles en fonction de la complexité de mise en œuvre. Chacune des structures reste applicable dans les cas adaptatifs, autodidactes ou mixtes, linéaires et non linéaires.

L'évaluation des performances de la méthode MUD proposée a été effectuée au chapitre 5. Nous avons démontré la valeur ajoutée en terme de gain apporté par cette technique en comparaison avec le Rake et le Soft-MPIC dans différents environnements de simulation incluant celui du standard 3GPP. Le Soft-MPIC étant un candidat sérieux pour

la mise en pratique dans un système réel, nous avons aussi démontré l'intérêt d'utiliser la technique proposée spécialement à hauts débits de transmission (tableau 5.4). Nous avons effectivement introduit la notion de comparaison entre différents récepteurs dans un processus unifié en considérant le nombre d'unités arithmétiques élémentaires au niveau binaire [DAH04b]. Sachant que les DSP ne sont pas assez puissants, la mise en œuvre dans une technologie VLSI telle que les FPGA ou les ASIC se base sur la surface d'une unité arithmétique élémentaire pour évaluer le niveau de complexité.

En somme, l'étude algorithmique et de mise en œuvre a permis la publication de trois articles de conférences et la soumission de trois articles à des journaux. De plus, la méthode de réception pour les systèmes DS-CDMA fait l'objet de deux dépôts de brevet.

6.3 Contribution méthodologique

Cette contribution consiste essentiellement à la proposition d'une approche dans la proposition d'une classe d'algorithmes pour les systèmes DS-CDMA. Une méthodologie hiérarchique et structurée a été suivie pour l'élaboration de ce travail :

- (i) Analyse du système DS-CDMA par la proposition d'un schéma simplifié pour l'élaboration des simulations des différents récepteurs proposés dans la littérature (section 2.2).
- (ii) Établir les limites de performances du récepteur conventionnel Rake en utilisant la plate-forme DS-CDMA (section 5.2). Nous avons ainsi démontré la nécessité d'utiliser des récepteurs MUD pour l'annulation des MAI.

- (iii) Étude comparative des classes d'algorithmes proposées dans la littérature et dont la mise en œuvre est possible dans la pratique (section 5.3.1 et section 5.3.2). En considérant les contraintes imposées par la 3G, nous avons introduit notre principe d'adaptation mixte pour réduire la complexité de la classe MMSE.
- (iv) Les meilleurs candidats de ces classes d'algorithmes ont été retenus pour effectuer la comparaison avec la méthode MUD proposée dans cette thèse (section 5.3.3). Nous avons ainsi pu démontrer l'apport algorithmique apporté par notre proposition.
- (v) Cependant, l'apport algorithmique n'est pas suffisant sachant qu'il existe d'autres techniques pouvant atteindre les mêmes performances. Il était donc impératif de comparer les performances en terme de complexité de mise en oeuvre. Nous avons ainsi pu démontrer (section 5.4) que le Mixte FC-MUD présente une complexité moindre par rapport au principal concurrent soit le Soft-MPIC. Les gains de complexité sauvegardés par la proposition sont d'autant plus importants lorsque les vitesses de transmission de données sont importantes.
- (vi) Nous avons terminé cette méthodologie par une preuve de concept par simulation (section 5.5) en intégrant la proposition dans un simulateur de la couche physique telle que défini par l'organisme de standardisation 3GPP (chapitre 4). Nous avons ainsi pu constater l'apport en performance tout en conservant une complexité de calcul moindre que le Soft-MPIC.

Les résultats obtenus et présentés dans cette thèse indiquent la pertinence de la continuation de la recherche concernant la mise en pratique du récepteur FC-MUD dans les systèmes 3G afin d'améliorer les performances et permettre d'accroître la capacité de la

BTS grâce à sa faible complexité en comparaison avec d'autres MUD présentant des performances similaires. Nous évaluons donc que la principale contribution de cette thèse est de proposer une méthode de détection à usagers multiples pour les communications DS-CDMA jouissant d'une faible complexité et présentant d'excellentes propriétés pour la mise en œuvre en technologie d'intégration à très grande échelle (VLSI).

6.4 Perspectives de développements futurs

Pour compléter ce chapitre, nous proposons ci-dessous quelques aspects du travail qui mériteraient un approfondissement ou des travaux complémentaires, dans un objectif de poursuite des travaux engagés dans le cadre de cette thèse.

Ce travail de recherche met l'accent sur le développement d'une méthode de détection à usagers multiples pour les systèmes DS-CDMA, il est cependant important pour les travaux ultérieurs, de viser l'objectif global du projet dans lequel s'inscrit le travail, soit l'application aux réseaux 3G et plus des systèmes cellulaires. Considérant l'étape actuelle d'avancement algorithmique, il va falloir implanter la technique dans une plate-forme DSP-FPGA. Nous aurons ainsi une évaluation sur les ressources matérielles nécessaires pour répondre à un nombre particulier d'usagers et surtout, nous serons dans une excellente position pour réaliser une preuve de concept matériel auprès d'un fabricant de stations de base de la 3G.

Les autres perspectives proposées ci-dessous concernent un traitement du point de vue algorithmique pour permettre à l'adaptation de la méthode aux différentes options qu'offrira la 3G dans le futur.

La méthode FC-MUD proposée dans cette thèse traite les cas où les vitesses des données transmises sont les mêmes. Il s'agira de proposer une version du FC-MUD capable de traiter les cas *Multirate* (Multi taux de transmission). Plusieurs façons peuvent être appliquées. Une manière de faire est d'adapter tous les détecteurs de tous les usagers au taux de transmission de données le plus faible. Ce procédé, quoiqu'il ne demande aucune modification de la technique, présente un taux de complexité assez élevé sachant que tout usager à haute vitesse sera considéré comme étant plusieurs usagers virtuels transmettant des données à des vitesses plus faibles. Une autre approche peut être appliquée en utilisant un bloc FC-MUD par vitesse de transmission. Ainsi, le premier FC-MUD sera appliqué au bloc d'usagers ayant la plus faible vitesse de transmission ; les autres usagers seront considérés comme étant du bruit blanc. Nous traitons les usagers de faible vitesse en premier à cause de leur plus grande taille de signature et ainsi ils présentent de meilleures chances d'être décodés correctement. Une fois détectés, ces usagers seront soustraits du signal reçu et le deuxième bloc d'usagers pourra être traité. Il est donc impératif d'analyser les différents cas de figure et de maintenir la même méthodologie de travail telle qu'utilisée dans la thèse pour établir le meilleur candidat offrant le meilleur compromis performance/complexité.

Un autre aspect à approfondir est le traitement turbo. Le standard TD-SCDMA ouvre la porte grande ouverte à l'application de ce type de détecteur en simplifiant le concept de l'étalement appliqué aux données des usagers (périodicité des codes égale à 1) et en limitant le nombre de blocs entre le codage canal et l'étalement spectral. Ainsi, il devient important de traduire la technique proposée pour qu'elle puisse fournir des données douces

(soft) au décodage turbo. Une telle structure permettra une amélioration considérable des performances des techniques actuelles (sans turbo). La technique FC-MUD étant basée sur des filtres FIR, la complexité relative ajoutée par le MUD devrait être faible en comparaison avec la complexité du décodeur.

Les antennes intelligentes et les systèmes MIMO prennent de plus en plus de place dans le domaine de la recherche. Ils sont aussi souvent cités pour une mise en œuvre en pratique. Il s'agira d'adapter la structure du MUD à de tels systèmes pour permettre à la station de base de maximiser les gains issus des antennes intelligentes et du MUD.

Dans des travaux futurs, nous proposons de traiter les communications DS-CDMA dont le canal de communication peut présenter des non-linéarités par la technique FC-MUD à base des réseaux de neurones. Ayant de bonnes propriétés de mise en œuvre, il sera intéressant d'analyser l'apport en performance qu'un tel récepteur est capable de fournir. Du point de vu VLSI, seule l'approximation de la fonction sigmoïde constitue l'élément le plus important à l'évaluation de la perte de performance lors de la mise en pratique.

Bibliographie

- [3GPP] 3GPP – TS 25.213 v4.1.0 (2001-06): Spreading and Modulation (FDD).
- [AAZ92] Aazhang B., Paris B-P., et Orsak G. C., "Neural Networks for Multiuser Detection in Code-Division Multiple-Access Communications", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 40, No. 7, July 1992, pp. 1212-1222.
- [AFF02] Affes S., Hanes H., Mermelstein P., "Interference Subspace Rejection: a Framework for Multiuser Detection in Wideband CDMA", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 20, No. 2, Febr. 2002, pp. 287-302.
- [AND01] Andrews J.G. et Meng T.H.Y., "Multiple access interference cancellation in fading multipath channels: progress and limitations", *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference*, Vol. 1, 2001, pp. 614-618.
- [APO00] Apolinario J.A.Jr., De Campos M.L.R. et Bernal C.P., "The constrained conjugate gradient algorithm", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 7, No. 12, 2000, pp. 351-354.
- [AXI03] Axiocom, "Axiocom W-CDMA MUD Performance vs. Rake Receiver", Fact Sheet, Axiocom inc., 2003.
- [BRE01] Breyer S., Haberland et Suzuki E., "Architecture du Node b UMTS dans un environnement multinorme", *Revue des Télécommunications d'Alcatel*, 2001 2000, pp 50-54.
- [BUE00] Buehrer R.M., Correal-Mendoza N.S., and Woerner, B.D., "A Simulation Comparison of Multiuser Receivers for Cellular CDMA", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 4, July 2000, pp. 1065-1085.
- [BUE99] Buehrer R., Nicoloso S. et Gollamudi S., "Linear versus nonlinear interference cancellation", *IEEE Journal in Communication and Networks*, vol. 1, 1999, pp. 118-150.
- [BUG01] Bugallo M.F., Miguez J. et Castedo L., "Maximum likelihood semiblind linear multiuser interference suppression for CDMA systems", *IEEE 53rd Vehicular Technology Conference*, Vol. 3, 2001, pp. 1735-1739.

- [BUZ01] Buzzi S., Lops M. et Tulino A.M., "A new family of MMSE multiuser receivers for interference suppression in DS/CDMA systems employing BPSK modulation", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 49, No. 1, 2001, pp. 154-167.
- [CAI00] Caire G., "Two-Stage Nondata-Aided Adaptive Linear Receivers for DS-CDMA", *IEEE transaction on communications*, vol. 48, no. 10, 2000, pp. 1712-1724.
- [CAI98] Caire G. et Mitra U., "Training sequence design for adaptive equalization of multi-user systems", *IEEE Conference Record of the Thirty-Second Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers*, Vol. 2, 1998, pp. 1479 -1483.
- [CAN99] Cances J.P. et Meghdadi V., "Multiuser Detection for DS-CDMA transmission, Systems using Neural Network Techniques", *Groupe d'Etude des Systèmes de Télécommunications, Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Limoges, Parc d'ESTER Technopole*, 1999, pp. 1-6.
- [CAV99] Cavallaro J., "VLSI Architectures for Multitier Wireless Systems", *Air Force Research Lab Collaborative Technologies Workshop*, November, 1999, pp. 28-31.
- [CHA99] Chang P-R. et Hu J-T., "Narrow-Band Interference Suppression in Spread-Spectrum CDMA Communications Using Pipelined Recurrent Neural Networks", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1999, pp. 467-477.
- [CHA99] Po-Rong Chang, Jen-Tsung Hu, "Narrow-Band Interference Suppression in Spread-Spectrum CDMA Communications Using Pipelined Recurrent Neural Networks", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1999, pp. 467-477.
- [CHE01] Chen W. et Mitra U., "An improved blind adaptive MMSE receiver for fast fading DS-CDMA channels", *IEEE Transactions on Selected Areas in Communications*, Vol. 19, No. 8, 2001, pp. 1531-1543.
- [CHE01] Cherubini G., Cioffi J.M., Duel-Hallen A. and Poor H.V., "Guest editorial multiuser detection techniques with application to wired and wireless communications systems I", *IEEE journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 8, 2001, pp. 1425 -1428.
- [CHE02] Cherubini G., Cioffi J.M., Duel-Hallen A. and Poor H.V., "Guest editorial multiuser detection techniques with application to wired and wireless communications systems II", *IEEE journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 2, 2002, pp. 233 -236.

- [CHE98] Cheung P. K. P., Rapajic P. B. and Kennedy R. A., "CMA-based adaptive 2-D Rake receivers for QS DS-CDMA systems over frequency-selective channels", *Proceedings of Information Theory*, 1998, pp 184-184.
- [CHO00] Choi J., "Decision Feedback Channel and Symbol Estimation Methods for CDMA Systems in Indoor Wireless Communications", *Wireless Personal Communications*, Vol. 12, 2000, pp 187-208.
- [CHR00] Chryssomallis, M., "Smart antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 42, No. 3, 2000, pp 129-136.
- [CIF02] Cifuentes P., Myrick W.L., Sud S., Goldstein J.S. et Zoltowski M.D., "Reduced rank matrix multistage Wiener filter with applications in MMSE joint multiuser detection for DS-CDMA", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 3, 2002, pp. 2605 -2608.
- [DAH00] Dahmane A. O., "Étude comparative d'égaliseurs de canaux adaptatifs pour une intégration sur silicium", mémoire de maîtrise en génie électrique, UQTR, mai 2000.
- [DAH01] Dahmane A.O., "Étude comparative des techniques MUD linéaires, non linéaires, directes et indirectes basé sur le simulateur "spanc_me" modélisant le système DS-CDMA", rapport technique disponible au laboratoire des signaux et systèmes intégrés (LSSI), 2001.
- [DAH02a] Dahmane A.O. and Massicotte D., "Wideband CDMA Receivers for 3G Wireless Communications: Algorithm and Implementation Study", *IASTED Int. Conf. Wireless and Optical Communications, WOC'02*, Banff, Canada, July 2002, pp. 56-61.
- [DAH02b] Dahmane A.O. and Massicotte D., "Nonlinear Multiuser Receiver for UMTS Communications", *Vehicular Technology Conference (VTC Fall 2002)*, 24-28 Septembre, 2002, pp. 773-776.
- [DAH02c] Dahmane A.O. and Massicotte D., " DS-CDMA Receivers in Rayleigh Fading Multipath Channels: Direct vs. Indirect Methods ", *IASTED Int. Conf. Communications, Internet and Information Technology, CIIT'02*, Novembre 2002, pp. 252-256.
- [DAH03a] Dahmane A.O., "Comprendre le standard WCDMA-FDD du 3GPP à partir du simulateur Radiolab de Radioscape", rapport technique disponible au laboratoire des signaux et systèmes intégrés (LSSI), UQTR, 2003.
- [DAH03b] Dahmane A.O., "Performances des techniques MUD dans un simulateur maison décrivant la couche physique de la 3G", rapport technique disponible au laboratoire des signaux et systèmes intégrés (LSSI), UQTR, 2003.

- [DAH04a] Dahmane A.O. et Massicotte D., "A New MMSE based Cascade Filter MUD for MAI and ISI Mitigation", soumis à IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2004.
- [DAH04b] HO, Q.-T., Massicotte D. et Dahmane A.O., "FPGA Implementation of a MUD Based on Cascade Filters for WCDMA System", soumis au journal Eurasip (European Association for Signal, Speech and Image Processing) (2004).
- [DAH04c] Dahmane A.O. et Massicotte D., "A Mixte MUD adaptation based on Direct and Indirect approach ", soumis à IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2004.
- [DAM01] Damani R., Nasiri-Kenari M. et Shayesteh M.G., "Multistage interference cancellation methods for multiuser DS/CDMA detection and performance analysis", IEEE VTS 54th Vehicular Technology Conference, Vol. 2, 2001, pp. 688-692.
- [DAS98] Das K., and Morgera S. D., "Adaptive Interference Cancellation for DS-CDMA Systems Using Neural Network Techniques", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 16, No. 9, 1998, pp. 1774-1784.
- [DIV98] Divsalar D., Simon M.K. et Raphaeli, D., "Improved parallel interference cancellation for CDMA", IEEE Transactions on Communications, Vol. 46, No. 2, 1998, pp. 258-268.
- [DON00] Dongning G. et Rasmussen L.K., "Linear parallel interference cancellation using fixed weighting factors for long-code CDMA", IEEE International Symposium on Information Theory, 2000, p. 332.
- [DON99] Dongning G., Rasmussen L.K. et Lim T.L., "Linear parallel interference cancellation in long-code CDMA multiuser detection", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 17, No. 12, 1999, pp. 2074-2081.
- [FAW95] Fawer U. et Aazhang B., "A multiuser receiver for code division multiple access communications over multipath channels", IEEE Transactions on Communications, Vol. 43, No. 234, 1995, pp 1556-1565.
- [GAR99] Garcia-Alis D. et Stewart R.W., "Implementation of adaptive multiuser receivers for W-CDMA", IEE Colloquium on Novel DSP Algorithms and Architectures for Radio Systems, 1999, pp. 12/1-12/6.
- [GHA00] Ghauri I., "Traitement du signal pour les systèmes d'accès multiple par répartition en codes utilisant la méthode de séquence directe", *thèse de doctorat en génie électrique*, École Nationale Supérieure de Télécommunications, Paris, 2000.

- [HAG96] Hagenauer J., "Forward Error Correcting for CDMA Systems", *IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings*, Vol. 2, 1996, pp 566-569.
- [HOL01] Holma H. et Toskala A., *WCDMA for UMTS: radio access for third generation mobile communications*, J. Wiley and Sons, 2001.
- [HON95] Honig M., Madhow U. et Verdu S., "Blind adaptive multiuser detection", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 41, No. 4, 1995, pp. 944-960.
- [HU01] Hu Y., Zhu H. et Zhu J., "An improved averaged stochastic gradient algorithms for blind multiuser detection in DS/CDMA systems", *IEEE 53rd Vehicular Technology Conference*, Vol. 3, 2001, pp. 1947-1952.
- [HUA02] Huang Y-F. et Wen J-H., "An adaptive multistage parallel interference canceller for CDMA systems over Rayleigh fading channels", *IEEE Global Telecommunications Conference*, Vol. 1, 2002, pp. 926-930.
- [HUA98] Huang W., Andonovic I., and Nakagawa, M., "PLL Performance of Ds-CDMA Systems in the Presence of Phase Noise, Multiuser Interference, and Additive Gaussian Noise", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, No. 11, 1998, pp. 1507-1515.
- [HUI98] Hui A.L.C. et Letaief K.B., "Successive interference cancellation for multiuser asynchronous DS/CDMA detectors in multipath fading links", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, No. 3, 1998, pp. 384-391.
- [HWA02a] Hwang C-H., Kim C-S., et Kuo C.-C.J., "Analysis of multistage linear parallel interference cancellation in CDMA systems using graphical representation", *IEEE International Conference on Communications*, Vol. 1, 2002, pp. 288-292.
- [HWA02b] Hwang C-H. et Kuo C.-C.J., "Analysis of multistage linear successive interference cancellation in long-code CDMA systems using graphical representation", *IEEE Global Telecommunications Conference*, Vol. 1, 2002, pp. 911-915.
- [IBN00] Ibnkahla M., "Applications of Neural Networks to Digital Communications – A Survey", *Elsevier Signal Processing*, No. 80, 2000, pp. 1185-1215.
- [JOH98] Johansson A.-L et Rasmussen L.K., "Linear group-wise successive interference cancellation in CDMA", *IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Vol. 1, 1998, pp. 121-126.
- [JON00] Jones B., Rajagopal S., Cavallaro J., "Real-Time DSP Multiprocessor Implementation for Future Wireless Base-Station Receivers", *Texas Instruments DSP Fest, Wireless Applications*, Houston, TX, August, 2000.

- [JUN00] Juntti M. J., and Latva-Aho M., "Multiuser Receivers for CDMA Systems in Rayleigh Fading Channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 3, May 2000, pp. 885-899.
- [JUN97] Juntti M.J. and Aazhang B., "Finite Memory-Length Linear multiuser Detection for Asynchronous CDMA Communications", *IEEE transaction on communications*, vol. 45, no. 5, 1997, pp. 611-622.
- [KHO98] Khoshbin-Ghomash H. et Ormondroyd R.F., "An Adaptive Neural Network Receiver for CDMA Multi-User Interference Cancellation in Multipath Environments", *IEEE Military Communications Conference*, Vol. 3, 1998, pp. 767-771.
- [KIM00] Kim Y-H., Yoon W-S., "Efficiently Combined Structure of Smart Antenna and Interference Canceller Using Symbol Reliability", *Electronics Letters* , Vol. 36, No. 18, 2000, pp. 1583-1584.
- [KLE96] Klein S., Kaleh G. K., and Baier P. W., "Zero Forcing and Minimum Mean-Square-Error Equalization for Multiuser Detection in Code-Division Multiple-Access Channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 45, No. 2, May 1996, pp. 276-287.
- [KRA00] Krauss T.P. et Zoltowski M.D., "Chip-level MMSE equalization at the edge of the cell", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2000, pp. 386-392.
- [LAT00] Latva-aho M. and Juntti M. J., "LMMSE Detection for DS-CDMA Systems in Fading Channels", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48, No. 2, 2000, pp 194-199.
- [LEH99] Lehne H., and Pettersen M., "An Overview of Smart Antenna Technology for Mobile Communications Systems", *IEEE Communica-tions Surveys*, Vol. 2, No. 4, 1999, pp. 2-13.
- [LEO99] Leonard Anair D., *Performance of Fixed and Adaptive Multi-User Linear Detectors for DS-CDMA under Non-ideal Conditions A Software Package*, Technical report, BERG, Cornell University, 1999.
- [LES02] Lescuyer P., *UMTS : les origines, l'architecture, la norme, 2^{ème} édition*, Dunod, 2002, Cambridge University Press.
- [LI02] Li Y. and Huang X., "The Simulation of Independent Rayleigh Faders", *IEEE transaction on communications*, vol. 50, no. 9, 2002, pp. 1503-1514.

- [LI99] Li K. et Joutsensalo J., "A new blind receiver for downlink DS-CDMA communications", *IEEE Communications Letters*, Vol. 3, No. 7, 1999, pp. 193-195.
- [LIU02] Liu P. et Xu Z., "A globally convergent CMA-based approach to blind multiuser detection", *IEEE Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Vol. 1, 2002, pp. 634-638.
- [LUC02] Luciderme T., *Principes de radiocommunication de troisième génération : GSM, GPRS, UMTS*, Vuibert, 2002.
- [LUC96] Lucke L., Nelson L. et Oie H., "Adaptive CDMA receiver implementation for multipath and multiuser environments", *IEEE VLSI Signal Processing*, IX, 1996, pp. 159-168.
- [MAD94] Madhow U. et Honig M.L., "MMSE Interference Suppression for Direct-Sequence Spread-Spectrum CDMA", *IEEE transaction on communications*, vol. 42, no. 12, 1994, pp. 3178-3188.
- [MAN97] Mandayam N.B. et Aazhang B., "Gradient Estimation for Sensitivity Analysis and Adaptive Multiuser Interference Rejection in Code-Division Multiple-Access Systems", *IEEE Transactions on circuit and Signals-II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 45, No 7, July 1997, pp. 848-858.
- [MCC01] McCormick A.C., Grant P.M., Thompson J.S., Arslan, T. and Erdogan A.T., "A low power MMSE receiver architecture for multi-carrier CDMA", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2001, pp. 41 -44.
- [McK98] McKellips A. et Verdù S., "Eavesdropper Performance in cellular CDMA (1)", *European Transactions on Telecommunications*, vol. 9, no. 4, 1998, pp. 379-390, July-Aug. 1998.
- [MIL95] Miller S. L., "An Adaptive Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access Receiver for Multiuser Interference Rejection", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43, No. 2/3/4, 1995, pp. 1746-1755.
- [MIT94] Mitra U. et Poor H.V. , "Neural Network Techniques for Adaptive Multi-user Demodulation", *IEEE Journal on Selected Areas of Communications*, Vol. 12, No. 9, December 1994, pp. 1-12.
- [MOU02] Moustakides G. V., "Constrained Adaptive Linear Multiuser Detection Schemes", *IEEE journal of VLSI Signal Processing*, Vol. 30, 2002, pp. 293-309.

- [MUL01] Müller R.R. and Verdù S., "Design and analysis of low-complexity interference mitigation on vector channels", *IEEE journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 8, 2001, pp. 1429 -1441.
- [MUL96] Mulgrew B., "Applying Radial Basis Functions", *IEEE Signal Processing Magazine*, 1996, pp. 50-65.
- [NAG00] Nagaraj S., Gollamudi S., Kapoor S. and Huang Y-F., "Adaptive Interference Suppression for CDMA Systems with a Worst-Case Error Criterion", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 48, No 1, January 2000, pp. 284-289.
- [NAG00] Nagata K., "IMT-2000 Terminal and its Requirements for Device Technologies", *2000 Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers*, 2000, pp. 2-5.
- [NAM00] Nam J. et Kim S.R., "Constrained symbol-level adaptive MMSE detector implemented in centralised manner for DS/CDMA systems", *Electronics Letters*, Vol. 36, No. 3, 2000, pp. 276 -278.
- [OJA97] Ojanperä T., "Overview of Multiuser Detection/Interference Cancellation for DS-CDMA", *IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*, Vol. 1, 1997, pp 115-119.
- [PET95] Peterson L. R., Ziemer R. E., and Borth D. E., *Introduction to Spread Spectrum Communications*, Prentice-Hall, 1995.
- [PIN98] Ping Z., Xinjie Y., Yuhua C., Zhiqiang C., Yuzhen W. and Xuehong H., "Studies on Wideband CDMA Systems", *International Conference on Communication Technology, ICCT'98*, 1998, pp 1-6.
- [POP01] Pop M.F. and Beaulieu N.C., "Limitations of Sum-of-Sinusoids Fading Channel Simulators", *IEEE transaction on communications*, vol. 49, no. 4, 2001, pp. 699-708.
- [PRA98] Prasad R., and Ojanperä T., "An Overview of CDMA Evolution Toward Wideband CDMA", *IEEE Communications Surveys*, Vol. 1, No. 1, 1998, pp. 2-29.
- [PRO95] Proakis J. G., *Digital communications*, Third Edition, McGraw-Hill, 1995.
- [RAJ01a] Rajagopal S., Xu G., Cavallaro J., and Aazhang B., "VLSI Implementation of the Multistage Detector for Next Generation Wideband CDMA Receivers", *accepted to Journal of VLSI Signal Processing: special issue on signal processing for wireless communications: algorithms, performance and architecture*, May 2001.

- [RAJ01b] Rajagopal S., Xu G., Cavallaro J., Aazhang B., "VLSI implementation of the multistage detector for next generation wideband CDMA receivers", *Journal of VLSI Signal Processing*, (Accepted, May, 2001).
- [RAJ01c] Rajagopal S., Bhashyam S., Cavallaro J., et Aazhang B., "Efficient Algorithms and Architectures for Multiuser Channel Estimation and Detection in Wireless Base-Station Receivers", *IEEE Journal in Selected Areas in Communication*, 2001.
- [RAJ01d] Rajagopal S., Bhashyam S., Cavallaro J., et Aazhang B., "Efficient Algorithms and Architectures for Multiuser Channel Estimation and Detection in Wireless Base-Station Receivers", *IEEE Journal in Selected Areas in Communication*, 2001.
- [RAJ01e] Rajagopal S., Bhashyam S., Cavallaro J., Aazhang B., "Efficient VLSI architectures for multiuser channel estimation in wireless base-station receivers", *Journal of VLSI Signal Processing*, (Accepted, July, 2001).
- [RAJ01f] Rajagopal S., Bhashyam S., Cavallaro J., et Aazhang B., "Efficient Algorithms and Architectures for Multiuser Channel Estimation and Detection in Wireless Base-Station Receivers", *IEEE Journal in Selected Areas in Communication*, 2001.
- [RAJ02] Rajappan G.S. and Honig M.L., "Signature Sequence Adaptation for DS-CDMA with Multipath", *IEEE journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 2, 2002, pp. 384 -395.
- [RAP94] Rapajic P., "Narrow-Band and Multiple Access Interference Rejection by Adaptive Single User Receiver in Asynchronous CDMA systems", *Proceedings of the International Symposium on Information Theory and Its Applications (ISITA'94)*, Vol. 1, 1994, pp 73-78.
- [RAP94] Rapajic P.B. and Vucetic B.S., "Adaptive Receiver Structures for Asynchronous CDMA Systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 12, No. 4, 1994, pp. 685-697.
- [RAS03] Rasmussen L.K. et Oppermann I.J., "Ping-pong effects in linear parallel interference cancellation for CDMA", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 2, No. 2, 2003, pp. 357-363.
- [RAS98] Rasmussen L.K., Lim T.J. et Sugimoto H., "PIC", *IEEE 1998 International Conference on Universal Personal Communications*, Vol. 2, 1998, pp. 1319-1323.

- [REN98] Renucci P. et Woerner B., "Analysis of soft cancellation to minimize BER in DS-CDMA interference cancellation", *IEEE Int. Conf. Telecommunications (ICT 1998)* Chalkidiki, Greece, vol. 4, June 21–25, 1998, pp. 106-119.
- [REN98] Renucci P. et Woerner B., "Analysis of soft cancellation to minimize BER in DS-CDMA interference cancellation", *IEEE Int. Conf. Telecommunications (ICT 1998)* Chalkidiki, Greece, vol. 4, June 21–25, 1998, pp. 106-119.
- [RIS00] Ristaniemi T. et Joutsensalo J., "Advanced ICA-based receivers for DS-CDMA systems", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Vol. 1, 2000, pp. 276-281.
- [SAN01] Sanchez J. and Thioune M., *UMTS : services, architecture et WCDMA*, Hermès science, 2001.
- [SAY01] Sayeed A., Aazhang B., "Multiuser detection in fast-fading multipath environments", *IEEE Journal in Selected Areas in Communication*, Vol. 16, No. 9, October, 2001, pp. 1691-1701,
- [SEN98] Sengupta C., Cavallaro J., Aazhang B., "Subspace-based Tracking of Multipath Channel Parameters for CDMA Systems", *European Transactions on Telecommunications (ETT)*, pp. 439-447, Vol. 9, No. 5, September, 1998.
- [SHE99] Shen J. and Ding Z., "Zero-Forcing Blind Equalization Based on Channel Subspace Estimates for Multiuser Systems", *Proceedings on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 5, 1999, pp. 2691-2694.
- [SPR02] Springer A. and Weigel R., *UMTS : the physical layer of the universal mobile telecommunications system*, Springer, 2002.
- [STR94] McCormick A.C., Grant P.M., Thompson J.S., Arslan, T. and Erdogan A.T., "Optimum complexity reduction of minimum mean square error DS-CDMA receivers", *Vehicular Technology Conference*, Vol. 1, 1997, pp. 568 -572.
- [TAN01] Tang K., Siegel P.H. et Milstein M.B., "A comparison of long versus short spreading sequences in coded asynchronous DS-CDMA systems", *IEEE Transactions on Selected Areas in Communications*, Vol. 19, No 8., 2001, pp. 1614-1624.
- [TAN98] Tanner R., and Cruickshank D. G. M., "RBF Based Receivers for DS-CDMA with Reduced Complexity", *ISSTA '98*, 1998, pp. 647-651.
- [TEI98] Teich W.G., Seidl M. et Nold M., "Multiuser Detection For DS-CDMA Communication Systems Based on Recurrent Neural Network Structures", *Proceedings on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Vol. 4, 1998, pp. 863-867.

- [TIN00] Tingfang Ji and Stark W. E., "Turbo-Coded ARQ Schemes for DS-CDMA Data Networks Over Fading and Shadowing Channels: Throughput, Delay, and Energy Efficiency", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 18 No. 8, 2000, pp. 1355-1364.
- [TUL01] Tulino A.M. and Verdù S., "Asymptotic Analysis of Improved Linear Receivers for BPSK-CDMA Subject to Fading", *IEEE journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 8, 2001, pp. 1544 -1555.
- [VAR00] Varanasi M.K. and Das D., "Noncoherent Decision-Feedback Multiuser Detection", *IEEE transaction on communications*, vol. 48, no. 2, 2000, pp. 259-269.
- [VER98] Verdú S., *Multiuser detection*, Cambridge University Press, 1998.
- [WAL99] Walther U, Tischer F., and Fettweis G. P., "New DSPs For Next Generation Mobile Communications", *Globecom '99*, 1999, pp. 2615-2619.
- [WAN01] Wang C-L., Wu K-M. et Lai M-S., "On weight initialization for adaptive multistage parallel interference cancellation in CDMA systems", *IEEE Third Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 2001, pp. 194-197.
- [WAN98] Wang, X. et Poor H.V., "Blind adaptive multiuser detection in multipath CDMA channels based on subspace tracking", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 46, No. 11, 1998, pp. 3030-3044.
- [WAN99] Wang X., and Poor H. V., "Blind Joint Equalization and Multiuser Detection for DS-CDMA in Unknown Correlated Noise", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 46, No. 7, 1999, pp. 886-895.
- [WOO99] Woodward G. K., *Adaptive Detection for DS-CDMA*, Electrical Engineering Doctorate Thesis, University of Sydney, 1999.
- [XU02] Xu B., Yang C. et Mao S., "An improved blind adaptive multiuser detector in multipath CDMA channels based on subspace estimation", *IEEE 55th Vehicular Technology Conference*, Vol. 1, 2002, pp. 285-288.
- [XUE99] Xue G., Weng J., Le-Ngoc T. et Tahar S., "Adaptive multistage parallel interference cancellation for CDMA over multipath fading channels", *IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, 1999, pp. 1251-1255.

- [YAO99] Yao Ma et Teng Joon Lim, "Multistage linear successive interference cancellation for multipath decorrelating detection in fading channels", IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, 1999, pp. 186-189.
- [YI94] Yi J. and Lee JH., "Rake Receiver with Adaptive Interference Cancellers for a DS-CDMA System in Multipath Fading Channels", Proceedings of the International Symposium on Information Theory and Its Applications (ISITA'94), Vol. 1, pp 73-78.
- [YUE02] Yue X. and Fan H.H., "Optimum and Suboptimum CDMA Detectors: Near-Far Resistance Under Multipath", IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2002, vol. 3, pp. 2601 -2604.
- [ZHA00] Zhang Y. and Blum R. S., "Multistage Multiuser Detection for CDMA with Space-Time Coding", *Proceedings of the Tenth IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, 2000, pp 1-5.
- [ZOL00] Zoltowski M.D., Hillery W.J. et Krauss T.P., "Comparative performance evaluation of three MMSE equalizers for the CDMA forward link in frequency selective multipath", IEEE Conference Record of the Thirty-Second Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, Vol. 1, 2000, pp. 781-785.
- [ZVO95] Zvonar Z. et Brady D., "Suboptimal Multiuser detector for frequency-selectif Rayleigh fading synchronous CDMA channels", *IEEE transactions on communications*, Vol. 43, No. 2-3-4, 1995, pp 154-157.

Brevets

- [B1] D. Massicotte et A.O. Dahmane, "Filter Receiver for DS-CDMA Communication Systems", Brevet international, 60/421,806, Axiocom inc., 2003.
- [B2] D. Massicotte et A.O. Dahmane, "Adapation Procedure Applied to Receiver Filter", Brevet provisoire, État-Unis, Axiocom inc., 2002.

Annexe A

Complément à l'étude de la complexité

Cette annexe présente un complément du chapitre 5 section 3 relativement à l'étude de complexité des différents récepteurs retenus pour l'étude comparative. Le tableau A.1 résume la complexité de calcul pour différents scénarios du Soft-MPIC en comparaison avec le récepteur conventionnel Rake. Il permet en effet de constater qu'un taux de transmission de 384kb/s représente le goulot d'étranglement lorsque le Soft-MPIC est utilisé. En effet, les rapports de complexité varient de 140 fois à 170 fois celle du Rake en comparaison avec seulement 21 à 27 fois pour une transmission à 64kb/s.

Nous avons tracé par la suite, dans les figures A.1 à A.3 les rapports de complexité en reprenant les valeurs des tableaux pour avoir un support visuel sur la variation de la complexité de calcul en fonction du taux de transmission, du nombre d'utilisateurs et de la vitesse du mobile.

Tableau A.1 Rapports de complexité entre le Soft-MPIC et le Rake $N_{Canal} = 30 + N_c$;

$$N_{Adapt} = 100nSF ; nSF = 256/N_c ; N_f = 2N_c \text{ et } N_{Detect} = 3K, M=5, L=6.$$

		Rapport de complexité pour un service à 64kb/s ($N_c=16$)			Rapport de complexité pour un service à 384kb/s ($N_c=4$)		
		K=5	K=10	K=15	K=2	K=4	K=6
Complexité du Rake en (FA)		$0.44 \cdot 10^9$	$0.88 \cdot 10^9$	$1.32 \cdot 10^9$	$0.35 \cdot 10^9$	$0.70 \cdot 10^9$	$1.05 \cdot 10^9$
Canal	Adaptation	7.78	14.54	21.3	19.6	38.2	56.8
Fixe	1						
3km/h	1 fois par trame (tous les 15 slots)	8.1	15.18	22.25	20.25	39.44	58.64
50km/h	5 fois par trame (tous les 3 slots)	9.8	18.6	27.35	23.6	46.12	68.7

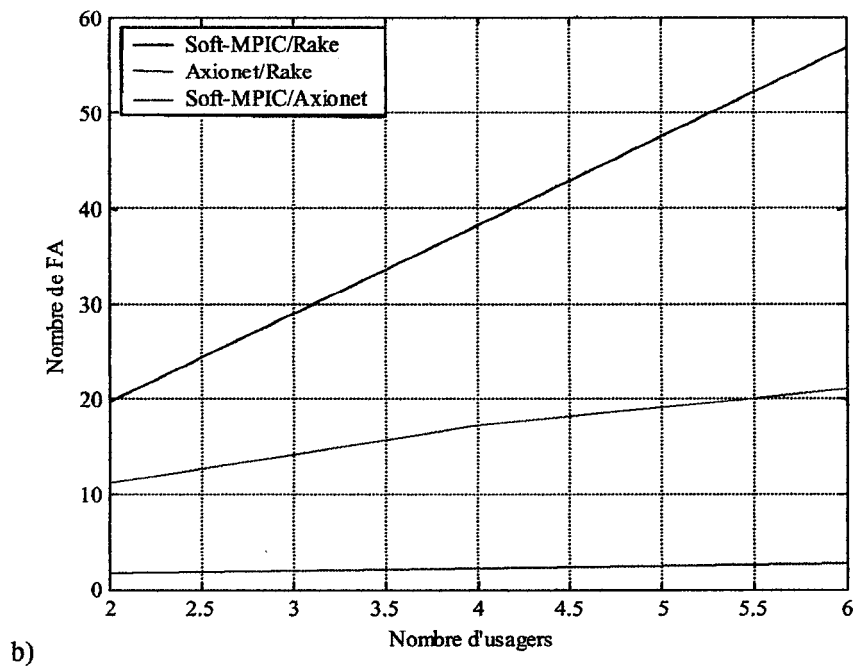
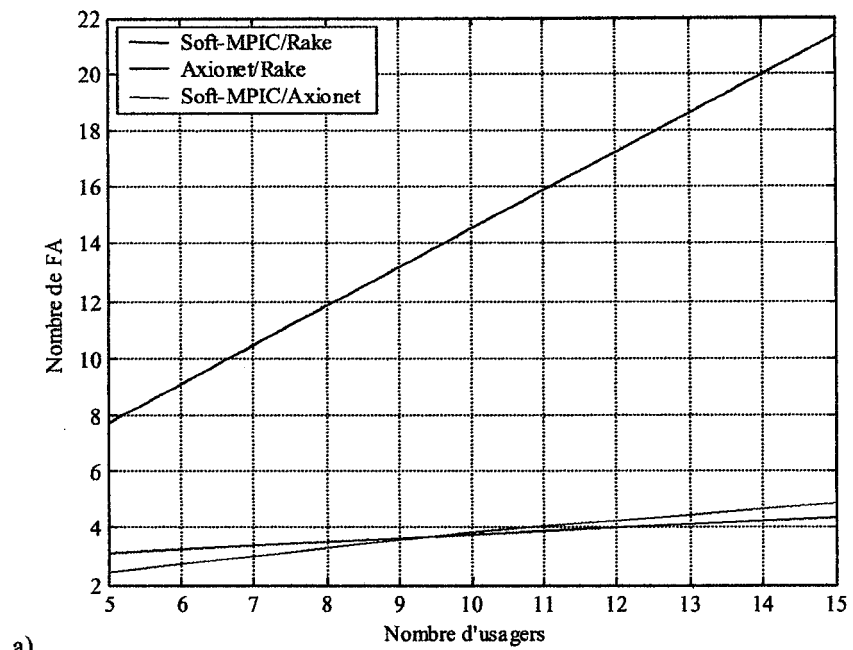


Figure A.1 Rapports de complexité de performance dans un canal fixe : a) 64kb/s et b) 384kb/s.

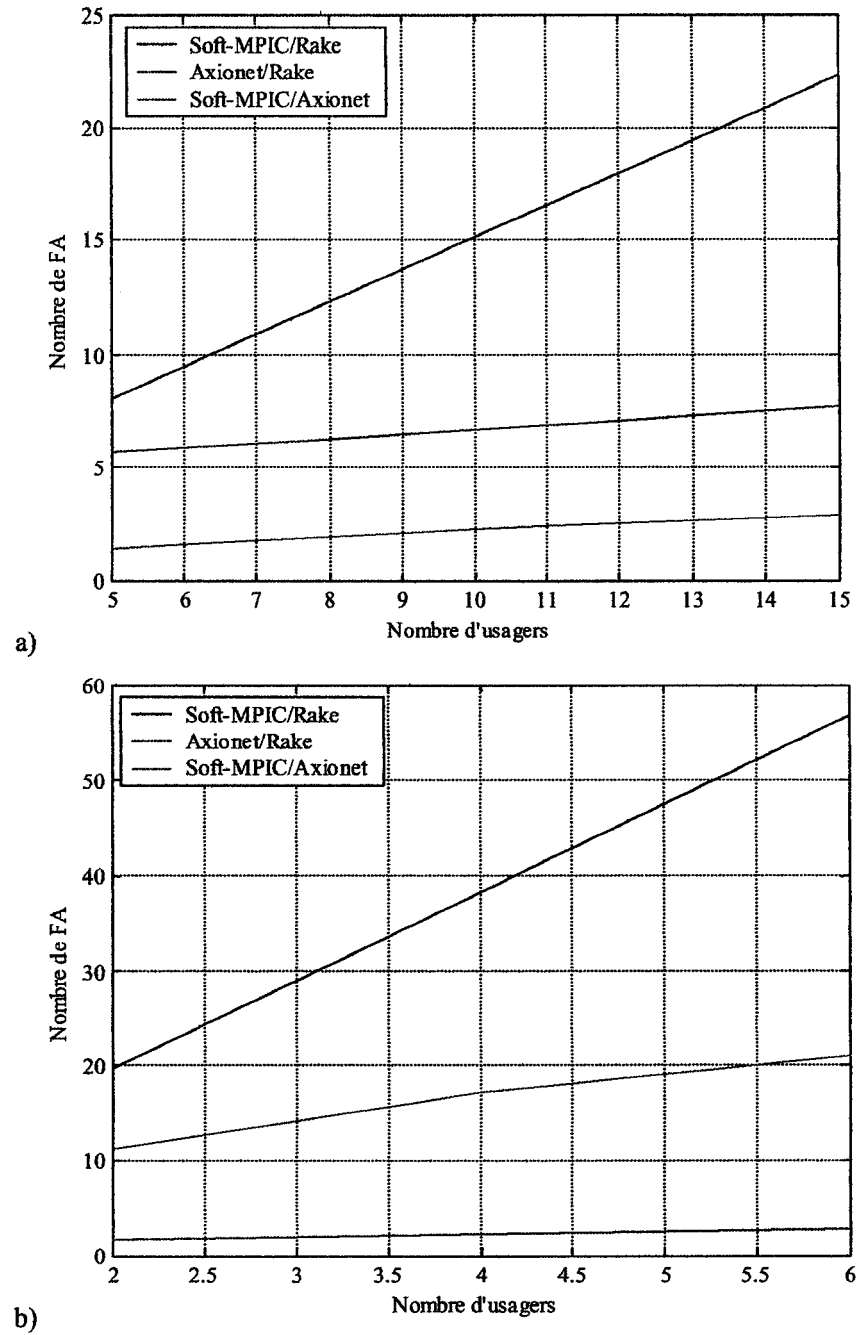


Figure A.2 Rapports de complexité de performance dans un canal à 3km/h : a) 64kb/s et b) 384kb/s.

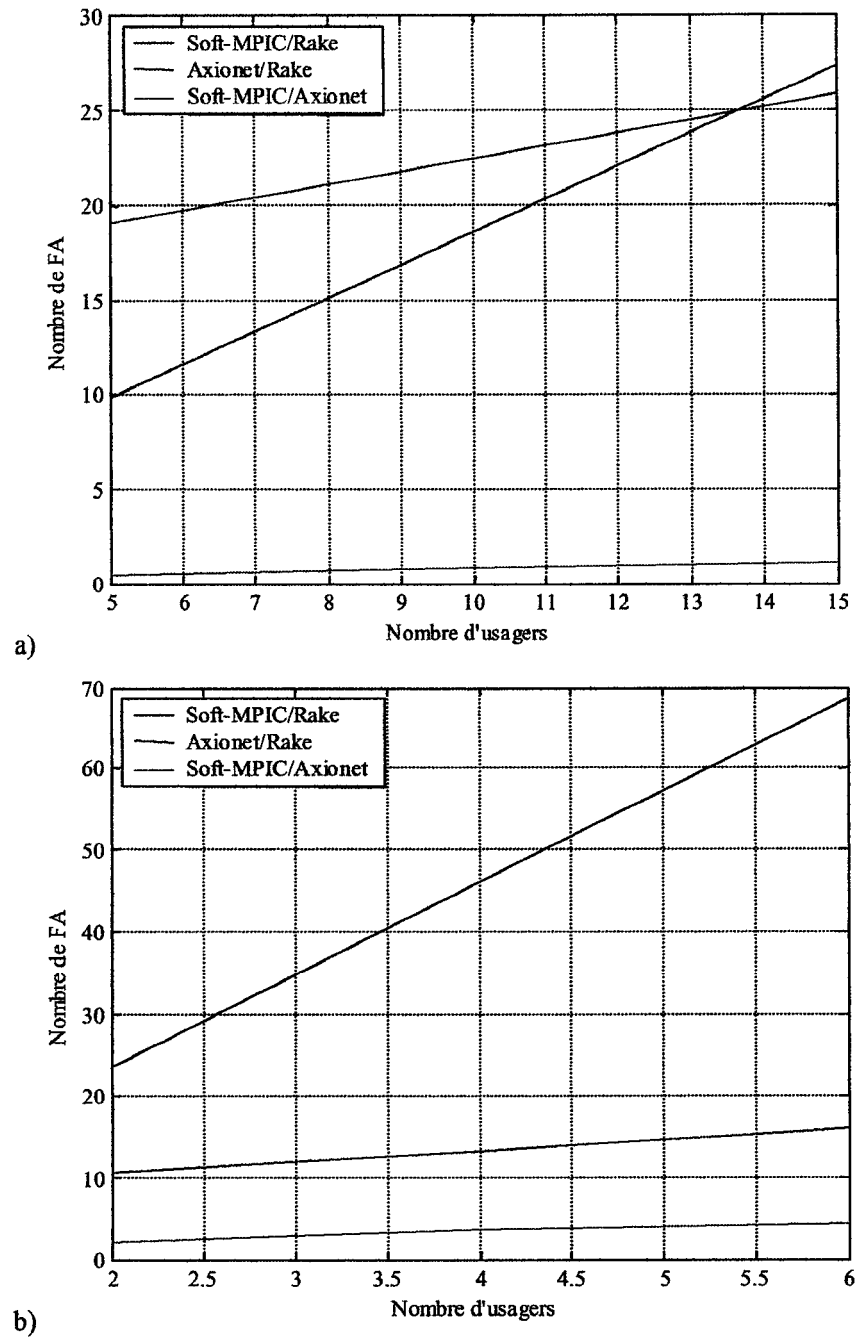


Figure A.3 Rapports de complexité de performance dans un canal à 50km/h : a) 64kb/s et b) 384kb/s.

Annexe B

Effets d'annulation du canal DPCCH

Nous présentons dans cette annexe, des résultats de simulation préliminaires sur l'effet d'annulation du canal de contrôle DPCCH sur les performances du récepteur MPIC en fonction de la qualité d'estimation du canal. Dans cette étude, nous avons considéré les estimateurs de canal suivants :

- Corr : estimation des délais et des gains du canal avec un corrélateur.
- AP-Corr : estimation par Corr et annulation du DPCCH.
- PDCorr : connaissance parfaite des délais et estimation des gains.
- AP-PDCorr : estimation par PDCorr et annulation du DPCCH.

Selon les résultats de la figure B.1, lorsqu'on utilise un bon estimateur de canal, les performances du récepteur MPIC s'améliorent. L'estimateur de canal considéré dans ces conditions est le corrélateur avec une connaissance parfaite des délais. Comme dans la pratique, il faut estimer ces délais de propagation, la figure B.2 nous démontre que non seulement l'annulation du DPCCH n'améliore pas les performances du MPIC, mais en plus, nous notons une légère perte de performance. En effet, la qualité d'estimation du corrélateur est tellement mauvaise, que le générateur du DPCCH fournit un signal loin du vrai DPCCH. Ainsi, l'action de soustraire le DPCCH augmente le niveau d'interférence au lieu de le baisser.

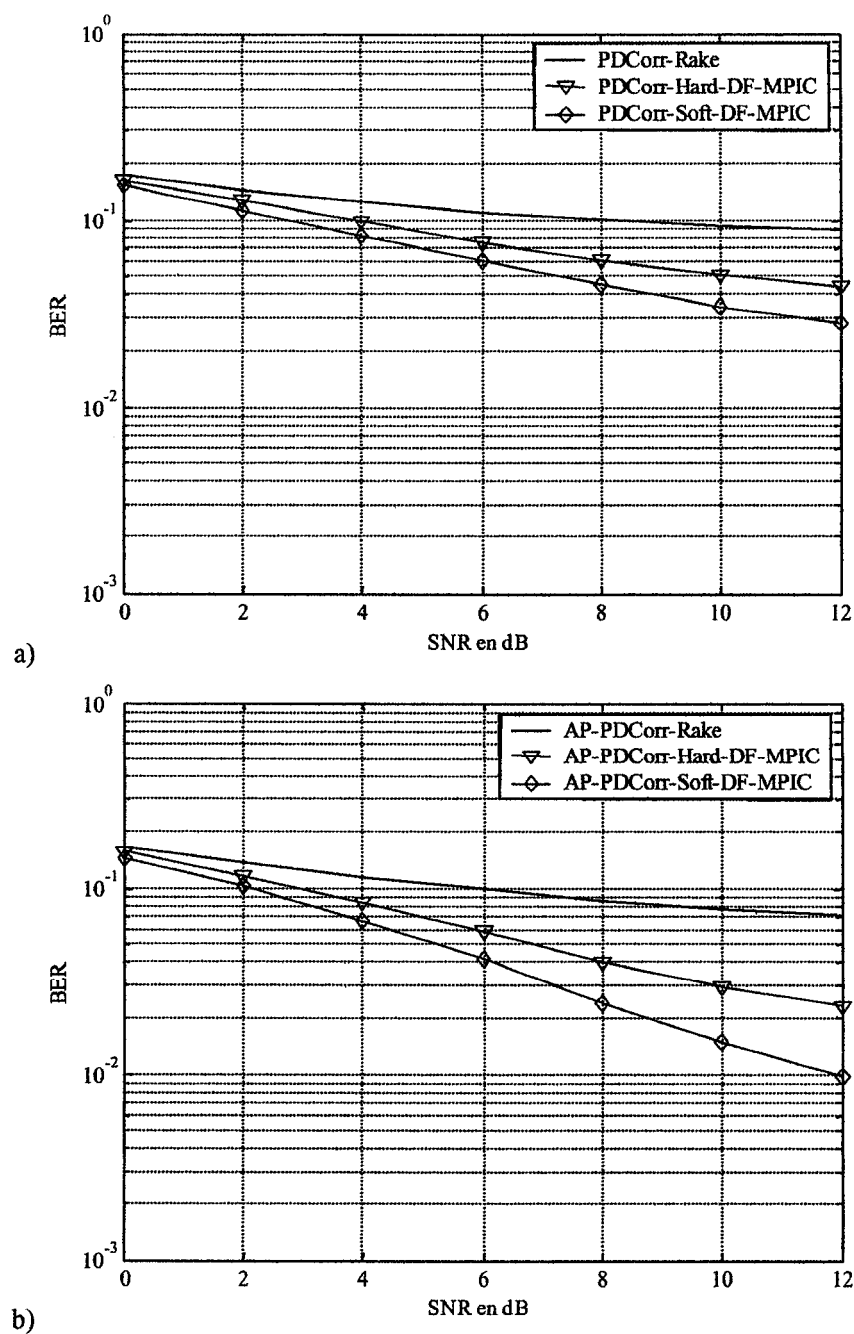


Figure B.1 Effet d'annulation du DPCCCH avec un bon estimateur de canal a) sans annulation et b) avec annulation.

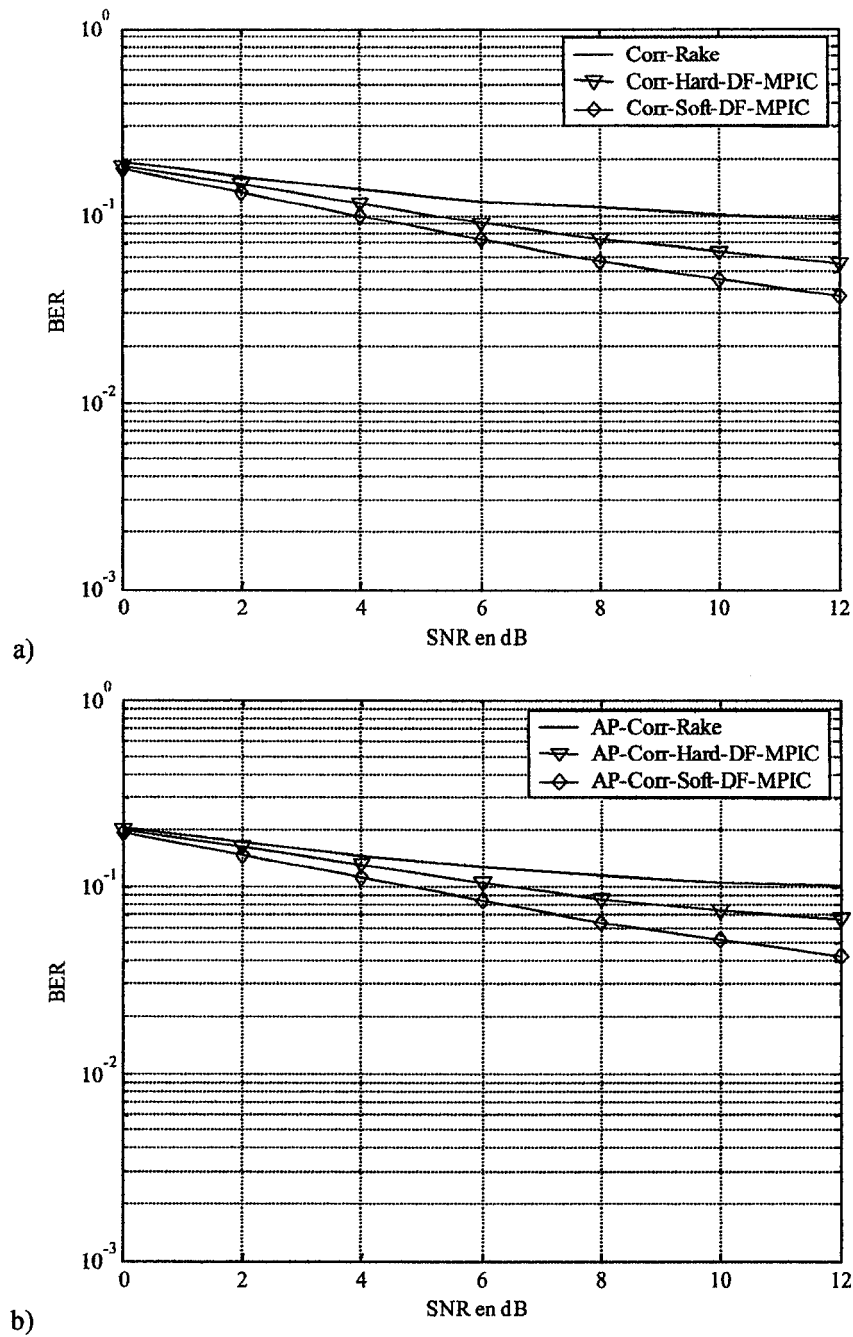


Figure B.2 Effet d'annulation du DPCCH avec un estimateur de canal pratique a) sans annulation et b) avec annulation.